

Высшее образование
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ
РАДИОСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
дрофа

УДК 621.396
ББК 32.84
В26

Авторы:
В. А. Вейцель, А. С. Волковский, С. А. Волковский, А. И. Жодзишский, М. И. Жодзишский, Е. И. Оноприенко, А. А. Поваляев, В. А. Савинов

Рецензенты:
проф., д. т. н. *Ю. С. Юрченко* (Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет — ЛЭТИ);
проф., д. т. н. *П. А. Бакулев* (Московский государственный авиационный институт);
д. т. н. *В. В. Сизых* (Институт криптографии, связи и информатики Академии ФСБ РФ);
кафедра радиолокации и радиотехнических систем Ярославского зенитного ракетного института ПВО (зав. кафедрой доц., к. т. н. *В. Г. Копрусов*)

Вейцель, В. А.
В26 Радиосистемы управления : учеб. для вузов / В. А. Вейцель, А. С. Волковский, С. А. Волковский и др. ; под ред. В. А. Вейцеля. — М. : Дрофа, 2005. — 416 с. : ил. — (Высшее образование: Радиотехнические системы).
ISBN 5-7107-6968-1

В учебнике излагаются вопросы теории и техники радиосистем управления. Рассмотрены структурные схемы систем, вопросы теории и инженерного проектирования радиоэлектронных средств, используемых для управления. Анализируются ошибки управления при воздействии помех.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы». Может быть полезен специалистам в области радиосистем управления и навигации.

УДК 621.396
ББК 32.84

Учебное издание

Вейцель Виктор Абрамович, Волковский Алексей Сергеевич, Волковский Сергей Алексеевич, Жодзишский Александр Исаакович, Жодзишский Марк Исаакович, Оноприенко Евгений Иванович, Поваляев Александр Александрович, Савинов Валентин Александрович

РАДИОСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Учебник для вузов

Зав. редакцией *Б. В. Понкратов*. Ответственный редактор *Г. С. Лонь*
Художественное оформление *О. В. Матоянц*. Технический редактор *М. В. Биденко*. Компьютерная верстка *А. В. Маркин*
Корректоры *Г. И. Мосякина*, *Е. В. Морозова*

Санитарно-эпидемиологическое заключение № 77.99.02.953.Д.006315.08.03 от 28.08.2003.
Подписано в печать 27.12.04. Формат 60×90$^{1}/_{16}$. Бумага типографская. Гарнитура «Школьная». Печать офсетная. Усл. печ. л. 26,0. Тираж 3000 экз. Заказ № 220.
ООО «Дрофа». 127018, Москва, Сущевский вал, 49.

По вопросам приобретения продукции издательства «Дрофа» обращаться по адресу:
127018, Москва, Сущевский вал, 49. Тел.: (095) 795-05-50, 795-05-51. Факс: (095) 795-05-52.
Торговый дом «Школьник». 109172, Москва, ул. Малые Каменщики, д. 6, стр. 1А.
Тел.: (095) 911-70-24, 912-15-16, 912-45-76.
Магазины «Переплетные птицы»: 127018, Москва, ул. Октябрьская, д. 89, стр. 1.
Тел.: (095) 912-45-76; 140408, Московская обл., г. Коломна, Голутвин, ул. Октябрьской революции, 366/2. Тел.: (095) 741-59-76.

Отпечатано в полном соответствии с качеством предоставленных диапозитивов в ОАО "Тульская типография". 300600, г. Тула, пр. Ленина, 109.

ISBN 5-7107-6968-1

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоуправление — область науки и техники, связанная с исследованием, разработкой и эксплуатацией радиоэлектронных средств, обеспечивающих управление на расстоянии различными техническими системами, процессами и действиями обслуживающего персонала (экипажа). Отличительная особенность радиосистем управления от систем управления вообще — насыщенность радиоэлектронными средствами, предназначенными для извлечения информации о фактическом и желаемом состоянии объекта управления, а также использование радиосигналов для связи между различными частями системы. Радиоэлектронные устройства функционально и конструктивно объединяются в системы (системы радиоуправления) и подсистемы и определяют важнейшие тактико-технические характеристики всего комплекса управления: стоимость разработки и эксплуатации, надежность работы, максимальную дальность действия, вероятность успешного решения задачи и т. д.

Настоящий учебник посвящен изучению радиоэлектронных систем, обеспечивающих главным образом управление летательными аппаратами. Объектами управления являются различные атмосферные летательные аппараты (самолеты, вертолеты, ракеты), а также космические аппараты (искусственные спутники Земли, автоматические межпланетные станции и др.). Однако многие общие методы относятся и к другим объектам, например к наземным машинам и агрегатам.

Главная цель книги — изложить принципы построения и основы проектирования систем радиоуправления и важнейших радиолиний и радиоканалов, входящих в их состав. Большое внимание уделяется структурным схемам различных видов радиолиний, вопросам теории и расчета радиоэлектронных средств и подсистем, используемых для радио-

управления, методам формирования, выделения и обработки сигналов, несущих необходимую информацию.

В книге рассматриваются принципы как следящего, так и корректирующего управления; приводятся сведения о методах наведения, кинематике и динамике полета атмосферных летательных аппаратов, а также сведения из небесной механики, необходимые при изучении задач управлеиия движением космических аппаратов. Радиоэлектронные средства показываются с учетом специфики их работы в качестве отдельных радиозвеньев и подсистем в контуре системы управления, анализируются и оцениваются ошибки наведения и контроля траектории, обусловленные действием помех и искажений радиосигналов. Кроме того, даются примеры, иллюстрирующие структуру различных радиосистем (в том числе основанных на применеиии цифровых методов и сигналов), основы инженерного проектирования радиотехнических средств систем управления и пример системного проектирования совмещенной радиолинии управления.

Авторы с благодарностью отмечают, что первоначальная идея и содержание такого учебника были разработаны профессором В. Н. Типугиным. Подготовке данного издания во многом способствовали замечания рецензентов проф., д. т. н. Бакулева П. А., проф., д. т. н. Юрченко Ю. С., проф., д. т. н. Сизых В. В., доц., к. т. н. Копрусова, которым авторский коллектив выражает признательность и благодарность.

Глава 1 написана В. А. Вейцелем, А. С. Волковским, С. А. Волковским, М. И. Жодзишским, А. А. Поваляевым; глава 2 — А. И. Жодзишским; глава 3 — А. И. Жодзишским и М. И. Жодзишским; глава 4 — М. И. Жодзишским; главы 5 и 8 — В. А. Савиновым; глава 6 — А. А. Поваляевым; глава 7 — Е. И. Оноприенко и А. С. Волковским; глава 9 — В. А. Вейцелем.

В обсуждении содержания глав книги в той или иной степени участвовали все авторы.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава 3

Командно-измерительные системы комплексов управления космическими аппаратами

Глава 4

Системы командного радиоуправления атмосферными летательными аппаратами

Глава 5

Системы радиотеленаведения

Глава 6

Системы самонаведения

Глава 7

Системы автономного радиоуправления

Глава 8

Радиовзрыватели

Глава 9

Проектирование радиосредств систем управления

Глава 1

Общие сведения о радиосистемах управления. Радиоуправление атмосферными летательными аппаратами

1.1. Обобщенная структурная схема радиосистемы управления

Радиоуправление — совокупность действий по целенаправленному изменению состояния некоторого объекта, называемого ***управляемым объектом*** (УО), с помощью радиосредств. Совокупность средств, предназначенных для осуществления радиоуправления, составляет ***радиосистему управления*** (систему радиоуправления).

В настоящей книге рассматриваются в основном радиосистемы автоматического управления ***летательными аппаратами*** (ЛА) [1—5]: атмосферными (ракетами, самолетами) и космическими (искусственными спутниками Земли (ИСЗ), автоматическими межпланетными станциями и др.).

Наряду с этим в учебнике рассмотрены радиосистемы управления другими типами УО с использованием радиосредств, расположенных на ЛА (разд. 7.6).

Радиоуправление летательным аппаратом в первую очередь включает в себя ***управление*** его ***движением***, которое состоит из перемещения в пространстве центра масс и поворотов корпуса вокруг этого центра. Соответственно различают ***управление полетом*** и ***управление ориентацией*** ЛА.

Радиоуправление применяется также для управления как радиотехническими, так и нерадиотехническими бортовыми устройствами летательных аппаратов.

При рассмотрении управления движением летательный аппарат представляется как твердое тело, находящееся в определенном пространственно-временном состоянии. Пространственно-временное состояние ЛА может определяться в различных координатных системах. Часто начало таких координатных систем совмещается с измерительным пунктом, в котором расположены устройства, измеряющие координаты ЛА. Подобные координатные системы называются ***измерительными***. Измеряемыми координатами при этом обычно являются компоненты вектора, соединяющего измерительный пункт с ЛА. Может использоваться также ***связанная*** система координат, начало которой совмещается с центром масс ЛА, а направление осей совпадает со строительными осями ЛА.

Пространственно-временное состояние ЛА может быть задано для каждого момента времени пространственными координатами, линейными скоростями и ускорениями, углами пространственной ориентации, угловыми скоростями и ускорениями. Перечисленные параметры принято называть ***координатами состояния*** ЛА или ***фазовыми координатами***. Аналогично соответствующими фазовыми координатами может быть описано и состояние бортовой аппаратуры ЛА. Совокупность всех координат состояния образует ***вектор состояния*** λ_0 ЛА. Изменение во времени вектора состояния ЛА $\lambda_0(t)$ часто называется ***фазовой траекторией***.

Задача радиоуправления состоит в обеспечении требуемой фазовой траектории управляемого ЛА $\lambda_т(t)$, что можно записать как $\lambda_0(t) \to \lambda_т(t)$. Векторы состояния λ_0 и $\lambda_т$ можно изобразить в многомерном пространстве, как это показано на рис. 1.1. Соединив концы этих векторов, получим третий вектор $\Delta = \lambda_т - \lambda_0$, который называется ***вектором рассогласования*** между требуемым и фактическим состоянием УО* или ***вектором ошибки управления***. Тогда задача радиоуправления может быть записана так:

$$\Delta = \lambda_т - \lambda_0 \to 0. \qquad (1.1)$$

Требуемый вид фазовой траектории УО $\lambda_т(t)$ в каждом случае определяется конкретной постановкой задачи радиоуправления. При ***оптимальном управлении*** находится требуемая фазовая траектория, наилучшая в смысле некоторого выбранного критерия оптимальности.

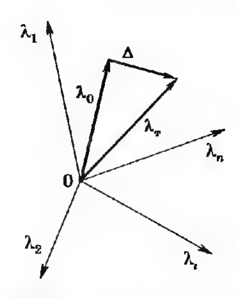


Рис. 1.1. Геометрическое представление λ_0 и $\lambda_т$

* Здесь и далее термин «управляемый объект» используется вместо термина «летательный аппарат», когда необходимо подчеркнуть специфику ЛА как элемента системы радиоуправления. Общие вопросы радиоуправления, рассмотренные в разд. 1.1, 1.2.1, 1.2.2, 1.4, могут быть распространены и на другие типы УО.

В общем случае вид $\lambda_т(t)$ заранее неизвестен и формируется в процессе управления. При этим требуемая траектория в каждый момент времени зависит как от фактического вектора состояния УО λ_0, так и от вектора состояния $\lambda_ц$ ***цели*** — некоторого внешнего объекта (или внешней среды), т. е.

$$\lambda_т = \mathbf{F}(\lambda_ц, \lambda_0), \quad (1.2)$$

где **F** — оператор, определяющий вид функциональных преобразований над $\lambda_ц$ и λ_0. В общем случае под фазовой траекторией цели $\lambda_ц(t)$ следует понимать некоторое внешнее задающее воздействие для системы радиоуправления. В качестве цели может выступать объект, на который наводится ракета, конечный (или промежуточный) пункт маршрута самолета и т. п. Радиоуправление, предназначенное для обеспечения соответствия вектора состояния УО вектору состояния цели в некоторый конечный момент времени, называется ***терминальным***, а системы терминального управления движением центра масс ЛА часто называются системами ***наведения***. Фазовой траекторией цели может быть, например, и известная заранее желаемая траектория полета УО, задаваемая программным механизмом; тогда $\lambda_т(t) = \lambda_ц(t)$ и соответствующее радиоуправление называется ***программным***.

Изменение фактического состояния УО в соответствии с (1.1), (1.2) достигается отработкой ***команды управления***

$$\mathbf{u}_к = \mathbf{f}(\Delta), \quad (1.1а)$$

являющейся приборным аналогом рассогласования Δ.

Зависимость рассогласования (1.1) или команды (1.1а) от $\lambda_ц$ и λ_0, определяемая соотношением (1.2), задает ***алгоритм (правило, закон) управления***.

Таким образом, для осуществления управления необходимо:

1) знать или получать информацию о состоянии цели $\lambda_ц$;

2) знать или получать информацию о фактическом состоянии УО λ_0;

3) в соответствии с (1.1), (1.2), (1.1а) формировать команду управления;

4) воздействием на УО стремиться обеспечить выполнение условия (1.1).

По постановке задачи и перечисленным операциям достижения цели можно составить обобщенную структурную схему системы радиоуправления, поясняющую ее принцип действия (рис. 1.2).

Радиотехническая система измерения совокупности координат цели и объекта ($\lambda_ц$ и λ_0) выполняет операции, указанные в пп. 1 и 2. Как правило, эта система является многопараметрическим измерителем (измеряет, например, дальность, углы, скорость). Иногда эту совокупность радиосредств называют ***радиокоординатором*** или ***радиосистемой измерения текущих навигационных параметров***. Последний термин, как правило, употребителен в радиосистемах управления космическими аппаратами. В системе можно использовать как раздельное измерение λ_0 и $\lambda_ц$ различными устройствами, так и одновременное одним устройством. Иногда непосредственно измеряют совокупность относительных координат $\varepsilon = \lambda_ц - \lambda_0$. Наконец, возможны случаи, когда некоторые координаты известны заранее и вообще не измеряются. Для конструктивного исполнения системы весьма важно, где измеряются координаты: на борту летательного аппарата или на пункте управления. Это определяет разные способы радиоуправления, которые будут рассмотрены далее.

На выходе измерительной системы образуются оценки векторов состояния λ_0^* и $\lambda_ц^*$ (или ε^*) — векторы измерений, отличающиеся от λ_0 и $\lambda_ц$ (или ε) на ошибки измерения.

Система формирования и передачи команд (рис. 1.2) выполняет третью операцию. Формирователь команд может входить в рассмотренную измерительную систему или представлять собой специализированную вычислительную машину (ЭВМ).

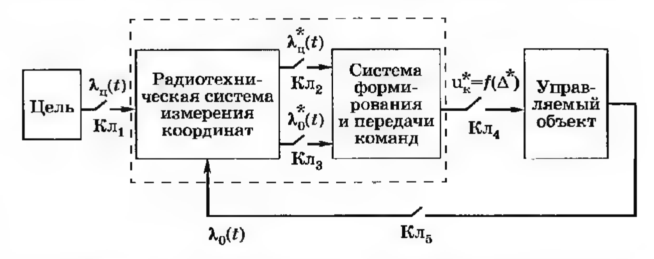


Рис. 1.2. Обобщенная структурная схема системы радиоуправления

Если команда вырабатывается пунктом управления, то для ее передачи на УО используется командная радиолиния (или командный радиоканал), входящая в эту систему. Ошибки командной радиолинии приводят к отличию принятой на УО команды $\mathbf{u}_к^*$ от переданной $\mathbf{u}_к$.

Таким образом, как следует из рассмотренной общей схемы радиоуправления, входящие в нее ***радиосредства*** выполняют две основные функции: измеряют координаты цели и управляемого объекта; передают информацию о командах управления.

Системы радиоуправления ЛА являются частью более сложных систем (систем более высокого ранга) и в свою очередь состоят из более простых систем (подсистем)* низшего ранга, иначе говоря, системы радиоуправления являются иерархическими (рис. 1.3). В качестве системы высшего (первого) ранга здесь взят технический комплекс ЛА. В него входят три основные подсистемы, в том числе система управления, частью которой является система радиоуправления (третий уровень иерархии).



Рис. 1.3. Иерархическая структура комплекса ЛА

* Определение «система» или «подсистема» является условным. Верхний уровень иерархии есть система по отношению к нижнему, который в данном случае оказывается подсистемой.

В систему радиоуправления в качестве подсистем входят следующие радиосистемы:

- измерительные, определяющие параметры состояния управляемого объекта и цели;
- передачи информации, осуществляющие связь между различными объектами, разнесенными в пространстве;
- радиоэлектронной борьбы, предназначенные для защиты системы радиоуправления от воздействия со стороны противника.

В общем случае радиосистема состоит из целесообразно организованной совокупности более простых систем или устройств. Например, измерительная радиосистема может быть разделена на две подсистемы: одна измеряет координаты только цели, другая — только управляемого объекта. Каждую из подсистем или систему в целом можно разбить на подсистемы измерения отдельных независимых и разноименных параметров. Например, можно выделить подсистемы измерения дальности, угловых координат, радиальной скорости и т. д. Радиосистемы и их подсистемы состоят из функционально законченных блоков — радиоустройств (радиоприемников, радиопередатчиков, устройств индикации и обработки сигналов, кодирующих устройств и т. д.). При этом ряд подсистем могут иметь общие радиоустройства (например, общий передатчик или общую высокочастотную часть приемника).

Кроме указанных здесь радиосистем, непосредственно обеспечивающих управление ЛА, обычно в его технический комплекс входит еще ряд вспомогательных радиосистем и радиоустройств, которые решают следующие задачи (одну или несколько):

- обнаружение цели в заданной области значений координат;
- распознавание и выбор главной из нескольких целей;
- вхождение в режим измерения координат цели и управляемого объекта, а также в режим приема информации;
- переход с одного режима измерения координат и передачи информации в другой;
- контроль параметров радиоаппаратуры и других устройств, систем, агрегатов;

• автоматическая ликвидация неисправностей в различной аппаратуре на пункте управления и на борту управляемого объекта;

• оперативное и наглядное отображение информации о текущем состоянии различной аппаратуры управляемого объекта и пункта управления;

• вмешательство оператора в режим автоматического радиоуправления для изменения цели управления;

• калибровка и подстройка аппаратуры.

В соответствии с перечисленными задачами различают радиосистемы обнаружения, опознавания, самонастройки, захвата, телеметрии и т. д.

Технически реализованная для данной тактической задачи совокупность основных и вспомогательных радиосистем образует ***комплекс радиоуправления***. В некоторых случаях его разбивают на части по тем или иным признакам. Например, всю бортовую радиоаппаратуру называют бортовым радиокомплексом, а аппаратуру наземного пункта управления — наземным. В зависимости от функционального назначения встречаются также следующие названия: командно-измерительный комплекс управления космическими аппаратами (КА), радиокомплекс управления зенитным огнем и т. п.

Рассмотрим для примера состав комплекса управления зенитной ракетой класса «поверхность—воздух», который представлен на рис. 1.4. Весь комплекс сводится в дивизионы, состоящие из отдельных батарей. Каждая батарея имеет радиокомплекс управления и огневую позицию, на которой размещены ракеты, стартовое оборудование, аппаратура проверки ракет, склады ракетного топлива и т. д. Наземный комплекс радиоуправления имеет в своем составе:

• станции разведки, целеуказания и слежения за целью;

• станцию слежения за управляемым объектом — ракетой;

• ЭВМ, которая обрабатывает все поступающие данные и выдает команды старта и управления;

• станцию передачи команд управления на борт ракеты.

Кратко порядок работы наземного радиокомплекса и его систем сводится к следующему. После обнаружения и предварительного определения координат цели станцией разведки и

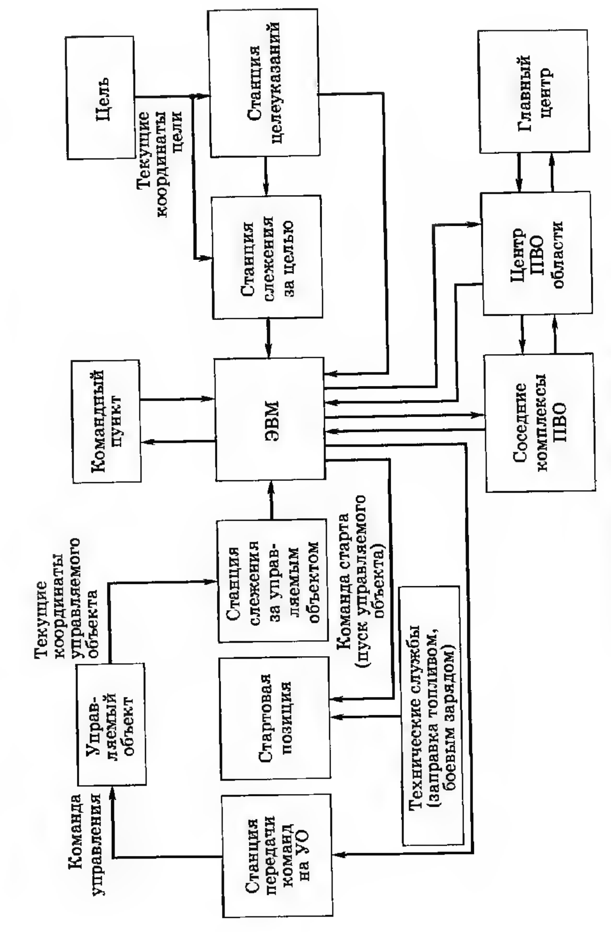


Рис. 1.4. Комплекс радиоуправления

целеуказания эти данные поступают на станцию слежения за целью. Станция слежения осуществляет автоматическое сопровождение цели и непрерывно определяет ее координаты, обрабатываемые в ЭВМ. В необходимый момент времени вырабатывается команда старта (пуска) ракеты, координаты которой после пуска определяются соответствующей станцией слежения. При отклонении ракеты от расчетной траектории в ЭВМ формируется команда управления, передаваемая по командной радиолинии на борт. Бортовая аппаратура принимает эти команды, которые затем воздействуют на рулевые органы ракеты так, чтобы последняя вышла на расчетную траекторию, обеспечивающую поражение цели.

Станции слежения за целью и за УО — часто радиолокационные станции (РЛС). В настоящей книге в ряде случаев используется термин «радиовизир», при этом имеется в виду более широкий спектр радиотехнических средств, чем просто РЛС. Это, например, может быть комбинация РЛС и некоторых радионавигационных систем. Иногда используется также термин «визир», что подчеркивает тот факт, что в данном случае могут использоваться устройства как радио, так и оптического, в том числе инфракрасного диапазонов электромагнитных волн.

1.2. Классификация радиосистем управления

В радиосистемах управления атмосферными и космическими аппаратами основными признаками классификации принято считать:

- наличие или отсутствие обратных связей, режим работы цепей, определяющих прямые и обратные связи;
- место получения информации о λ_0 и $\lambda_ц$, место формирования команды управления $u_к$ (информационный признак);
- алгоритмы управления, определяющие траектории движения УО.

1.2.1. Прямые и обратные связи. Контур управления

Системы радиоуправления, в которых отсутствует обратная связь, называют ***радиотелемеханическими*** или ***системами однонаправленного действия***. Примером подобной радиотелемеханической системы является радиовзрыватель. При наличии цели в зоне действия радиовзрывателя срабатывает боевая часть и вне зависимости от того, произошло или нет поражение цели, действие системы на этом заканчивается.

Радиосистемы управления движением ЛА, как правило, имеют обратную связь и в целом образуют замкнутый ***контур управления*** (см. рис. 1.2). В зависимости от режима работы этого контура различают системы ***следящего и корректирующего*** радиоуправления. Основной состав систем, входящих в контур управления обоих видов, один и тот же. Контур корректирующего радиоуправления работает с прерываниями, что на рис. 1.2 отмечено наличием ключей, размыкающих контур в различные моменты времени на интервалы, значительно превышающие постоянную времени (или, что то же самое, время памяти) контура радиоуправления. Контур следящего радиоуправления работает практически непрерывно (паузы значительно меньше времени памяти).

Системы следящего радиоуправления применяются для управления всеми видами атмосферных ЛА, а также для управления космическими аппаратами на этапах их выведения на орбиту, мягкой посадки на поверхности планет, не имеющих атмосферы, при некоторых видах сближения и стыковки КА.

Система корректирующего радиоуправления используется для коррекции параметров движения КА на этапах пассивного полета. Ключи, изображенные на рис. 1.2, отражают работу системы радиоуправления данного типа. Например, $Кл_1$ и $Кл_5$ замыкаются, когда КА входят в зону видимости одного из наземных измерительных пунктов на время, определяемое длительностью сеанса связи. Ключ $Кл_2$ замыкается в момент передачи информации с измерительного пункта в центр управления полетом КА. К этому моменту $Кл_1$ оказывается разомкнутым. Замыкание $Кл_3$, $Кл_4$ соответствует передаче команд по линии Земля—КА, при этом $Кл_1$ и $Кл_2$, как правило, разомкнуты.

Для анализа и синтеза систем следящего радиоуправления применяются методы теории автоматического регулирования (ТАР), известные из дисциплины «Радиоавтоматика».

При следящем радиоуправлении согласно терминологии ТАР все устройства, входящие в контур управления, называются ***звеньями***, а радиотехнические устройства — ***радиозвеньями***. Каждое из линейных звеньев контура описывается

соответствующей передаточной функцией. Если все звенья контура линейны, задача его исследования упрощается. При этом в ряде случаев удается аналитически определить динамические и флуктуационные ошибки управления, решить задачи синтеза, связанные с оптимизацией структуры и параметров контура радиоуправления для минимизации суммарной погрешности управления ЛА, обеспечить устойчивость контура управления.

Учет нелинейностей в контуре радиоуправления приводит к существенным трудностям аналитического оценивания точностных характеристик, а также решения задач синтеза. В этом случае основной метод анализа и синтеза — имитационное моделирование систем следящего радиоуправления на ЭВМ.

При корректирующем радиоуправлении прежде всего вследствие отсутствия памяти в контуре управления снимаются вопросы устойчивости, а также вопросы оценки точности управления методами классической ТАР. В этом случае каждая измерительная система контура, каждая система передачи информации, как и объект управления, характеризуются «точечными» оценками, т. е. теми погрешностями, которые имели место на момент функционирования соответствующих систем с учетом их инерционности.

1.2.2. Информационный признак. Способы радиоуправления

В основе классификации по этому признаку лежит место получения информации о $\lambda_ц$ и λ_0, а также место формирования команды. Измерять $\lambda_ц$ и λ_0 и формировать $u_к$ можно как на пункте управления (ПУ), так и на УО. При этом могут быть реализованы следующие ***способы радиоуправления***:

- ***командное радиоуправление*** (КРУ) трех видов (КРУ-I, КРУ-II, КРУ-III) с использованием командной радиолинии (КРЛ).

При КРУ-I измерение $\lambda_ц$ и λ_0 и формирование $u_к$ осуществляется на ПУ. По командной радиолинии значение команды $u_к$ передается на УО. КРУ-I может использоваться, например, при управлении ракетами класса «земля — воздух». Тогда в качестве устройств, измеряющих $\lambda_ц$ и λ_0, используются наземные или корабельные РЛС.

При КРУ-II информация о $\lambda_ц$ формируется на УО с помощью радио- или телевизионного визира. Результат визирования передается на ПУ по специальному информационному каналу, где принимается решение о значении $u_к$, которое по КРЛ передается на УО. КРУ-II может использоваться при управлении ракетами класса «земля—воздух», а также крылатыми ракетами класса «земля—земля», в том числе большой дальности действия (до 1000 км и более). В качестве бортового радиовизира цели (РВЦ) в этих случаях целесообразно использование телевизионных визиров. При этом ТВ-изображение по телевизионно-информационному каналу передается на ПУ, где оператор (или операторы) формирует команду управления, т. е. такая система управления является полуавтоматической. При данном способе управления видна вся обстановка в районе цели, что позволяет выделить главную цель на фоне остальных, например, крупный морской корабль среди кораблей сопровождения. При наведении маловысотных ЛА на наземные цели, находящиеся на большом удалении от ПУ, когда ЛА находится за пределами прямой видимости, используются ретрансляторы, в первую очередь ИСЗ, как для передачи изображения, получаемого бортовым РВЦ на ПУ, так и для передачи команд с ПУ на ЛА. Следует отметить также, что КРУ-II использовалось при управлении движением «Лунохода», доставленного на поверхность Луны советской ракетой-носителем. Телевизионное изображение поверхности Луны передавалось на наземный ПУ, где в командном центре принималось решение о дальнейшем направлении движения «Лунохода». Соответствующие команды передавались с Земли на «Луноход».

КРУ-III отличается от КРУ-I тем, что цель и ПУ расположены в одном месте и $\lambda_ц$ измерять не нужно. Это так называемое «наведение на себя», которое можно использовать в режиме сближения и стыковки двух КА, при слепой посадке самолетов, когда в конце взлетно-посадочной полосы располагается радиолокационная посадочная система. Оператор, наблюдая за отклонением самолета, передает соответствующие команды пилоту;

- ***радиотеленаведение*** (РТН) — наведение в радиолуче или в радиоплоскости. При этом пункт управления формирует радиолуч (радиозону), ориентируя его в нужном направлении. Аппаратура, установленная на УО, определяет его отклонение

от направления радиолуча и дает команду для возвращения в требуемое положение, что обеспечивает движение УО в заданном направлении. В этом случае $\lambda_ц$ измеряется на ПУ, λ_0 — на УО, команда $u_к$ также формируется на УО;

- ***самонаведение*** — измерение $\lambda_ц$, λ_0 и формирование $u_к$ осуществляются на УО. Самонаведение может быть *активным, полуактивным и пассивным*. Максимальная дальность действия систем активного самонаведения может достигать сотен километров. Такие большие дальности действия характерны для высотных целей (высота полета примерно 10 км) при использовании ЛА класса «воздух — воздух».
- ***автономное радиоуправление*** — этот способ аналогичен самонаведению, за исключением того, что в данном случае информация о $\lambda_ц$ не измеряется, а хранится в памяти на УО. Также существует ***полуавтономное радиоуправление***, при котором наряду с радиокомплексом УО используются вспомогательные наземные и аэрокосмические радиоэлектронные средства для измерения λ_0.

Полностью автономные радиосистемы управления характеризуются как аппаратурной, так и информационной автономностью. Под аппаратурной автономностью подразумевается то, что все оборудование комплекса управления находится на УО, под информационной автономностью подразумевается, что λ_0 измеряется аппаратурой УО, $\lambda_ц$ хранится в памяти УО, $u_к$ формируется на УО.

Полуавтономные радиосистемы имеют информационную автономность, но не обладают аппаратурной автономностью.

В последнее время все большее применение находят полуавтономные радиосистемы управления, которые в качестве средств, размещенных вне УО, используют навигационные ИСЗ.

Сравнение различных способов радиоуправления позволяет сделать следующий вывод: поскольку различные системы имеют различные максимальные дальности действия и различные точностные характеристики, приходится использовать последовательное ***комбинированное радиоуправление***. Например, в зенитно-ракетных комплексах (ЗРК) пуск ракеты класса «земля—воздух» (зенитной управляемой ракеты) может производиться по данным целеуказаний тогда, когда цель находится вне зоны видимости ПУ, на котором расположена стартовая позиция. На этом этапе удержание ракеты на заданном курсе осуществляется автономно по программе с использованием гироскопов и акселерометров. После пуска и набора соответствующей скорости переходят на управление ракетой по способу КРУ-I. В процессе полета ракеты происходит ее сближение с целью, наступает момент, когда расстояние ракета—цель становится меньше максимальной дальности действия системы самонаведения или системы КРУ-II, причем ракета может быть оборудована любой из этих систем.

Таким образом, на первом этапе КРУ-I обеспечивает большую дальность действия системы, на втором этапе самонаведение или КРУ-II — высокую точность попадания в цель.

Комбинированное управление может использоваться и в том случае, когда первый этап наведения обеспечивается автономным или полуавтономным радиоуправлением с точностями определения места нахождения УО порядка 10 м. Однако существуют задачи, при которых ошибка наведения крылатых ракет должна быть менее 1 м. Тогда на конечном этапе осуществляется переход на самонаведение или на КРУ-II с телевизионным визиром цели. Визир данного типа дает информацию о структуре цели.

Безусловно, комбинированное радиоуправление усложняет, повышает стоимость и массогабаритные характеристики радиоэлектронного оборудования УО, но именно при этом способе удается обеспечить большую дальность и высокую точность наведения.

1.2.3. Траектории полета и методы наведения атмосферных летательных аппаратов

Рассмотрим системы наведения атмосферных ЛА. Число траекторий, ведущих к цели, весьма велико. Поэтому возникает вопрос: как из всевозможных траекторий выбрать одну или класс траекторий, обладающих определенными преимуществами? В действительности, одну конкретную траекторию реализовать, конечно, нельзя из-за различных возмущений в системе управления, поэтому в реальной практике выбирают некоторый класс (трубку) траекторий, а для простоты говорят об одной траектории, например проходящей в середине трубки. Класс траекторий определяется типом используемого УО, решаемой им тактической задачей, дополнительными условиями и ограничениями, рассматриваемыми далее.

Каждый тип УО имеет свои технические характеристики, определяемые его конструкцией. В силу этого УО обладают ограниченными возможностями, обусловленными тягой двигателя, прочностью конструкции, инерционностью и предельной маневренностью, ограниченными запасом топлива и временем полета; предельной точностью, конечной дальностью действия радиоаппаратуры и т. п.

С учетом этих обстоятельств формируются следующие критерии выбора нужной траектории:

- минимум расхода топлива (минимум энергетических затрат);
- минимум или непревышение заданных перегрузок. В частности, для атмосферных УО задается коэффициент нормальных (поперечных) перегрузок

$$n = J_{УО}/g_з = \frac{v_{УО}^2}{g_з \rho_{тр}},$$

где $J_{УО}$ — нормальное (поперечное) ускорение, которое является составляющей полного вектора ускорения УО, перпендикулярной к вектору скорости УО и лежащей в плоскости траектории; $g_з$ — ускорение свободного падения; $\rho_{тр}$ — радиус кривизны траектории; $v_{УО}$ — скорость полета УО;

- допустимое время полета;
- минимум влияния ошибок в системе управления;
- простота аппаратурной реализации подсистем;
- скрытность подхода к цели и др.

По заданным критериям выбираются класс траекторий и соответствующий алгоритм управления.

В зависимости от принятых условий при описании (анализе) траекторий вводятся следующие понятия:

- ***кинематическая траектория*** — расчетная линия, по которой движется УО при идеальном выполнении закона управления. В этом случае УО рассматривается как материальная точка, а его система управления идеализируется и считается, что она не имеет инерционности и ошибок;
- ***динамическая траектория*** — расчетная линия движения УО с учетом его инерционных свойств, а также инерции системы управления;

- ***фактическая траектория*** — реальная линия движения УО, которая получается при учете влияния как инерционных свойств УО, так и различного рода случайных возмущений.

Очевидно, эти траектории — кинематическая, динамическая и фактическая — различаются степенью учета характеристик УО и системы радиоуправления и, следовательно, точностью описания движения УО.

Далее будем рассматривать наведение по кинематическим траекториям и отмечать их отличие от фактических.

Кинематические траектории УО подразделяют на ***фиксированные*** и ***нефиксированные***. Фиксированные траектории могут использоваться при наведении УО на цель с известными координатами, неизменными или меняющимися во времени, но точно прогнозируемыми (детерминированное движение цели). При этом информация о $\lambda_ц$ известна и, как правило, хранится на ПУ или на УО. Вид траектории задается до пуска УО, и управление идет по программе.

Нефиксированные траектории используются, когда координаты цели $\lambda_ц$ до начала работы комплекса радиоуправления неизвестны либо заданы с большими погрешностями, а в процессе наведения $\lambda_ц$ изменяется по недетерминированным законам. При работе комплекса координаты $\lambda_ц$ последовательно уточняются. Такие траектории применяются при наведении УО на подвижную, маневрирующую цель или на цель неподвижную, но с неизвестными координатами.

Фиксированные траектории характерны для КА, хотя при стыковке и мягкой посадке КА, а также наведении антиспутников (антиракет) на конечном участке полета чаще используются нефиксированные траектории. Последние наиболее употребительны при управлении атмосферными ЛА, хотя крылатые ракеты, как правило, наводятся по фиксированным траекториям.

При нефиксированных траекториях различают ***двух-*** и ***трехточечные*** кинематические ***методы наведения***. При двухточечном методе рассматривается взаимное перемещение двух точек: УО и цели, а при трехточечном — трех точек: ПУ, УО и цели.

Рассмотрим кинематические траектории при разных методах наведения и способы формирования команды, требуе-

мые для их осуществления. Для простоты предположим, что УО и цель движутся в одной плоскости. На рис. 1.5 показаны основные соотношения при ***двухточечном*** наведении в горизонтальной плоскости. Управляемый объект помещен в начало координат (точка O). Цель — в точке Ц; $Ox_{г}z_{г}$ — инерциальная система координат, $x_{УО}$ — направление продольной оси УО; $\mathbf{r}$ — вектор дальности (линия визирования, соединяющая УО и цель); η — угол между вектором $\mathbf{r}$ и осью $x_{г}$; $\alpha_{с}$ — угол между вектором скорости $\mathbf{v}_{УО}$ и продольной осью УО, называемый углом скольжения (или углом атаки α в вертикальной плоскости); φ — угол курса УО (или угол тангажа $\varphi_{т}$ в вертикальной плоскости); $\gamma_{УО}$ — угол отклонения траектории (или угол наклона траектории $\gamma'_{УО}$ в вертикальной плоскости); ε — угол между осью $x_{УО}$ и $\mathbf{r}$; β и $q_{ц}$ — углы между $\mathbf{r}$ и скоростями УО $\mathbf{v}_{УО}$ и цели $\mathbf{v}_{ц}$; $\mathbf{v}_{ц\perp}$ и $\mathbf{v}_{УО\perp}$ — проекции скоростей цели и УО на нормаль к вектору $\mathbf{r}$; $\mathbf{J}_{УО}$ и $\mathbf{J}_{ц}$ — нормальные ускорения УО и цели (перпендикулярные соответствующим векторам скорости).

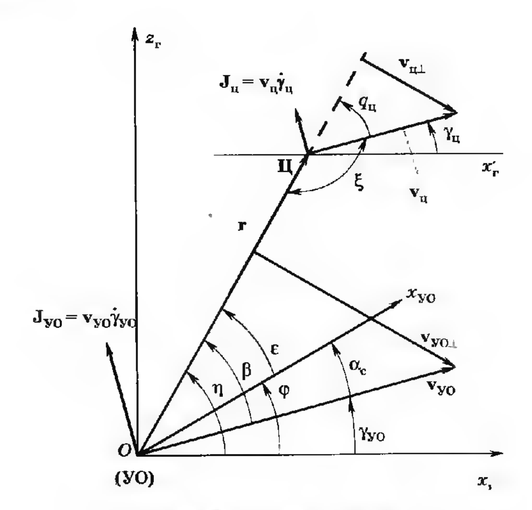


Рис. 1.5. Геометрические соотношения при двухточечном наведении

Простейшим из двухточечных методов является ***метод прямого наведения***. Он реализуем, если продольную ось УО ($x_{УО}$) направить на цель.

В данном методе для управления должно выполняться следующее условие:

$$\Delta = \varepsilon \to 0 \tag{1.3}$$

Угол ε легко измерить бортовым радиолокатором, жестко установленным на УО. При этом ось антенны локатора совмещается с осью УО $x_{УО}$. На выходе измерителя угла ε вырабатывается напряжение $u_{к}$, которое непосредственно можно использовать для формирования команды управления. Не учитывая погрешности измерителя и его инерционных свойств, имеем

$$u_{к} = k_{рк}\Delta = k_{рк}\varepsilon,$$

где $k_{рк}$ — коэффициент передачи радиолокатора (радиокоординатора) по измеряемому углу (пеленгу).

Основное достоинство метода — простота радиотехнической аппаратуры, недостаток — низкая точность наведения из-за больших поперечных перегрузок, испытываемых УО в конце траектории полета даже при наведении на неподвижные цели.

Соотношения при ***трехточечном*** наведении атмосферного ЛА в горизонтальной плоскости показаны на рис. 1.6. Начало измерительной системы координат $Ox_{изм}z_{изм}$ совмещено с пунктом управления. Положение УО в данной системе определяется дальностью $R_{УО}$ и азимутальным углом $\psi_{УО}$, положение цели (точка Ц) — величинами $R_{ц}$ и $\psi_{ц}$. Скорости УО и цели задаются векторами $\mathbf{v}_{УО}$ и $\mathbf{v}_{ц}$.

Для трехточечного наведения характерен ***метод совмещения*** или ***накрытия цели***. При этом методе требуется, чтобы УО все время находился на прямой, соединяющей пункт управления и цель (рис. 1.6). Аналитическая запись условия наведения при движении УО и цели в одной плоскости для метода совмещения имеет вид

$$\Delta = \begin{cases} \Delta\psi \to 0, \\ \psi_{ц} - \psi_{УО} \to 0, \\ \Delta l \to 0. \end{cases} \tag{1.4}$$

Рассогласование Δ выражается через углы или линейное отклонение, показанные на рис. 1.6. При данном методе на-

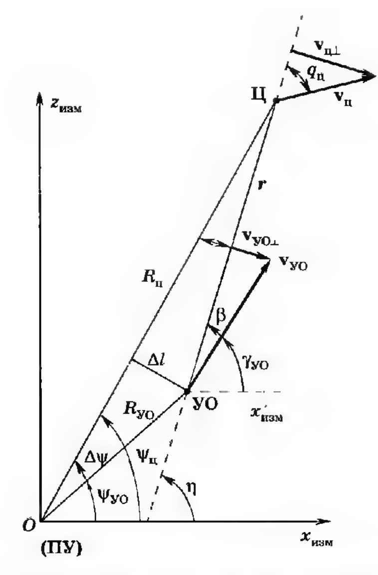


Рис. 1.6. Геометрические соотношения при трехточечном наведении

ведения используются один или два радиолокатора, расположенные на ПУ, которые соответственно дают оценки углов $\Delta\psi = \psi_ц - \psi_{УО}$, а иногда и дальность $R_{УО}$ для определения линейного отклонения $\Delta l \approx R_{УО}\,\Delta\psi = R_{УО}\,(\psi_ц - \psi_{УО})$. Затем формируется напряжение команды $u_к = k_{рк}\Delta$. Траектория полета УО менее искривлена, чем при прямом методе. Однако точность наведения данным методом также низка, особенно для быстродвижущихся целей и для поперечных курсов движения УО и цели.

Рассмотрим теперь общий случай наведения, вытекающий из теории управления, — ***метод пропорционального наведения***. При этом будем использовать геометрические соотношения, показанные на рис. 1.5.

Задача управления состоит в том, чтобы обеспечить движение УО с требуемым нормальным ускорением $J^{т}_{УО}(t)$ от момента старта до сближения с целью (индекс «т» здесь означает требуемое). Предположим, что необходимо обеспечить максимальное сближение УО с движущейся целью (минимальный промах), причем цель движется с нормальным ускорением $J_ц(t)$, система управления УО является безынерционной, движение цели и УО осуществляется в одной плоскости. При этих предположениях (с учетом дополнительного условия линеаризации системы) из теории управления можно получить ***оптимальный алгоритм управления***, обеспечивающий минимум взвешенной суммы дисперсии промаха и энергетических затрат на управление [5]:

$$J^{т}_{УО}(t) = N_0(|\dot r|\dot\eta + 1{,}5J_ц(t)), \qquad (1.5)$$

где $\dot r$ и $\dot\eta$ — производные по времени расстояния r и угла η (см. рис. 1.5); $N_0 = 3$ — ***навигационный коэффициент****.

Соотношение (1.5) определяет ***пропорциональное наведение*** (ПН). Для его реализации надо с помощью радиосистемы измерять $|\dot r|$, $\dot\eta$ и $J_ц$.

Если считать, что цель движется прямолинейно, т. е. $J_ц = 0$, то из (1.5) получается более простое правило, которое также называют пропорциональным наведением или пропорциональным сближением:

$$J^{т}_{УО}(t) = N_0|\dot r|\dot\eta, \qquad (1.6)$$

где, как и раньше, навигационный коэффициент $N_0 = 3$.

В ситуации, когда $J_ц \neq 0$, правило (1.6) можно рассматривать как техническое упрощение оптимального правила (1.5), при котором не требуется измерять ускорение цели.

Наведение, реализуемое (1.5), обладает существенными преимуществами по сравнению с другими методами. За счет использования информации о поперечном ускорении цели $J_ц$ управляемый объект движется с меньшими перегрузками, его ускорение в процессе приближения к цели монотонно уменьшается, в то время как при использовании (1.6) ускорение УО монотонно возрастает. Однако правило (1.6) реализуется гораздо проще. При этом с учетом шумов, ошибок системы,

* Для линеаризованной системы соотношение (1.5) справедливо как для нормального ускорения, так и для трансверсального ускорения, перпендикулярного линии визирования. Здесь $J^{т}_{УО}$ — требуемое нормальное ускорение. В гл. 6 аналогичное соотношение записывается для трансверсального ускорения.

ожидаемых маневров цели навигационный коэффициент в системах с правилом (1.6) принимается равным $N_0 = 1 \dots 5$.

Возможны и дальнейшие упрощения пропорционального наведения, которые связаны с желанием уменьшить состав измеряемых параметров. При этом, конечно, ухудшаются кинематические траектории УО. Они становятся более искривленными, возрастают требуемые поперечные ускорения, хотя кинематические траектории продолжают оставаться попадающими, обеспечивая встречу УО с целью. Если такое ухудшение приемлемо, то реализуется упрощенный метод наведения.

Воспользуемся известным соотношением $J_{УО} = v_{УО}\dot{\gamma}_{УО}$. Подставляя его в (1.6), получаем следующее правило управления:

$$\dot{\gamma}^{т}_{УО} = A\dot{\eta}, \qquad (1.7)$$

где $A = N_0|\dot{r}|/v_{УО}$; $\dot{\gamma}^{т}_{УО}$ — требуемая угловая скорость вращения вектора скорости УО, которую должна обеспечить система управления. Если в (1.7) положить $A = \text{const}$, то получаем уравнение так называемого ***упрощенного пропорционального наведения*** (УПН). Величину A при этом называют ***навигационной константой***.

В методе пропорционального наведения (1.7) команда формируется в виде

$$u_{к} = k_{рк}(A\dot{\eta} - \dot{\gamma}_{УО}).$$

При этом часто $\dot{\eta}$ измеряется радиолокатором в инерциальной системе координат, а $\dot{\gamma}_{УО}$ — нерадиотехническими датчиками (скоростным гироскопом и флюгером, например, как $\dot{\gamma}_{УО} = \dot{\varphi} - \dot{\alpha}_{с}$). Возможны и другие варианты формирования команд.

Исследование кинематических траекторий УПН в предположении, что цель не маневрирует, показывает, что при $A > 2$ имеют место устойчивые почти прямолинейные траектории на любых ракурсах. Однако существуют и неустойчивые почти прямолинейные и криволинейные траектории, которые спрямляются по мере роста навигационной константы A. При фиксированном значении A кривизна траекторий при атаках в передней полусфере будет больше, чем в задней. Следовательно, для обеспечения одинаковых условий успешной атаки с любого направления требуется изменять значение A в зависимости от ракурса наведения, что и реализуется при

ПН. Потеря такой возможности является платой за переход от ПН к УПН.

Интегрируя (1.7) по времени t при $A = \text{const}$, получаем

$$\gamma^{т}_{УО} = A\eta + \beta_{и}, \qquad (1.8)$$

где $\beta_{и}$ — постоянная интегрирования.

Проанализируем (1.8) при некоторых частных условиях. Положим $A = 1$ и $\beta_{и} = 0$. При этом из (1.8) следует, что $\gamma^{т}_{УО} = \eta$ или с учетом рис. 1.5 угол упреждения β требуется сделать равным нулю, т. е. вектор скорости УО должен быть направлен на цель. Такой метод называется ***наведением по кривой погони***. Следовательно, команда должна быть пропорциональна углу β и согласно рис. 1.5 формироваться по одному из следующих правил:

$$u_{к} = k_{рк}\begin{cases}\beta, \\ \varepsilon + \alpha_{с}.\end{cases} \qquad (1.9)$$

При двухточечном наведении в бортовой системе координат, связанной с $x_{УО}$, удобно образовать $u_{к}$ согласно последнему равенству в (1.9). Угол между осью УО и направлением на цель ε измеряется бортовым радиолокатором, как и в случае прямого наведения (1.3), а угол скольжения (атаки) $\alpha_{с}$ — нерадиотехническими датчиками. Например, в воздушной среде можно использовать флюгерные датчики. В связи с этим рассмотренный метод часто называют ***флюгерным***.

Траектории при наведении по кривой погони на поперечных или встречно-поперечных курсах имеют возрастающую кривизну по мере приближения к цели. Реальный УО способен выдержать ограниченные перегрузки, при которых он движется по траектории с минимальным радиусом $\rho_{т\,мин}$. Если $\rho_{т\,мин} > \rho_{т}$ кинематической траектории, то УО «сходит» с нее, в результате получается промах, равный $h = [v^2_{ц}/2J_{УО}]\sin q_{ц}$. Лишь при стрельбе вдогон или навстречу ($q_{ц} = 0$ или 180°) величина промаха невелика. Здесь $q_{ц}$ — угол между направлением вектора скорости и линией визирования (см. рис. 1.5) в момент схода УО с кинематической траектории.

Если A неограниченно увеличивать, то условие (1.7) может быть выполнено при $\dot{\eta} \to 0$. Это означает, что система управления должна так управлять движением УО, чтобы угловая скорость линии визирования стремилась к нулю. Такой метод называется ***параллельным сближением***. Таким образом, нави-

гационная константа A лежит в пределах от 1 до ∞ и ее предельные значения соответствуют двум крайним методам: погони и параллельного сближения. При параллельном сближении команда управления формируется следующим образом:

$$u_к = k_{рк}\,\dot{\eta}. \qquad (1.10)$$

При двухточечном наведении радиотехническими методами проще всего измерять угловую скорость в инерциальной системе координат. Для этого используют радиолокатор, измеряющий η, обычно с гиростабилизированной, но подвижной относительно корпуса УО антенной.

В первом приближении траектория при наведении методом параллельного сближения может быть найдена графическим путем. Графическое построение траектории основывается на том, что вектор **r** в процессе наведения перемещается параллельно самому себе. Порядок построения показан на рис. 1.7. Последовательное положение цели на ее траектории отмечено точками $Ц_1$, $Ц_2$ и т. д., положение управляемого объекта — точками C_1, C_2 и т. д. Скорости $v_ц$ и $v_{УО}$ считаются известными. Из рассмотрения рис. 1.7 нетрудно убедиться, что при постоянстве отношения этих скоростей графическое построение для метода параллельного сближения выполняется на основе следующих очевидных равенств:

$$\frac{Ц_1Ц_2}{C_1C_2} = \frac{Ц_2Ц_3}{C_2C_3} = \ldots = \frac{Ц_{n-1}Ц_n}{C_{n-1}C_n} = \frac{v_ц}{v_{УО}}$$

и условия параллельности линий $Ц_1C_1 \| Ц_2C_2 \| \ldots \| Ц_nC_n$.

Разобьем траекторию цели на такие малые отрезки $\Delta L_ц$, чтобы каждый из них цель проходила за одинаковое время Δt. Очевидно, что в общем случае при изменяющейся скорости полета цели

$$\Delta L_ц = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} v_ц(t)dt$$

или

$$\Delta L_ц = v_ц \Delta t$$

при $v_ц$ = const. Соединим прямой линией точки, определяющие начальные положения цели $Ц_1$ и УО C_1. Через концы отрезков $\Delta L_{ц_i}$ проведем линии, параллельные $Ц_1C_1$. Если скорость УО $v_{УО}$ известна, то можно найти отрезок пути $\Delta L_{УО}$, который пройдет УО за время Δt.

Рис. 1.7. Пример построения траектории УО при параллельном сближении

Поскольку УО, следуя по кинематической траектории, должен оказываться в соответствующие моменты на параллельных линиях, проведенных из точек $Ц_2$, $Ц_3$ и т. д., точку C_2 найдем как результат пересечения линии, исходящей из точки $Ц_2$, с окружностью радиусом $\Delta L_{УО}$, проведенной из центра в точке C_1. Точки C_3, C_4 и последующие находятся аналогично.

Траектории полета УО при методе параллельного сближения имеют значительно меньшую кривизну, чем при наведении по кривой погони. Точность наведения на быстродвижущиеся и маневрирующие цели при этом высокая. Перегрузки УО примерно равны перегрузкам маневрирующей цели. Если цель не маневрирует, то УО движется по прямой линии.

При трехточечном наведении (см. рис. 1.6) измерение координат цели и УО ведется с пункта управления. Для реализации метода параллельного сближения в этом случае оказывается удобным использовать условие η = const. При этом команду проще формировать по углу визирования УО, который непосредственно измеряется радиолокатором, размещенным на пункте управления, т. е. в виде

$$u_к = k_{рк}(\psi^т_{УО} - \psi_{УО}), \qquad (1.11)$$

где $\psi^т_{УО}$ — требуемый (расчетный) угол визирования УО при его движении в упрежденную точку; $\psi_{УО}$ — текущий угол визирования (см. рис. 1.6).

Требуемое значение $\psi^т_{УО}$ можно рассчитать из геометрических соотношений:

$$\frac{r}{\sin \Delta\psi} = \frac{R_{УО}}{\sin(\eta - \psi_ц)}, \quad \Delta\psi = \psi_ц - \psi_{УО}.$$

При $r \ll R_{УО}$ получим

$$\Delta\psi \approx (r/R_{УО}) \sin(\eta - \psi_ц).$$

Потребуем теперь, чтобы начиная с какого-то момента времени траектория полета УО соответствовала двухточечной траектории при наведении по методу параллельного сближе-

ния, т. е. потребуем выполнения равенства $\eta = \eta_0 = \text{const}$, где η_0 — угол, определяющий направление вектора **r** в момент t_0 перехода к алгоритму параллельного сближения. Тогда

$$\psi^{т}_{УО} \approx \psi_ц - (r/R_{УО}) \sin(\eta_0 - \psi_ц).$$

Расстояние r непосредственно не измеряется, а вычисляется по формуле

$$r = [R_ц^2 + R_{УО}^2 - 2R_ц R_{УО} \cos(\psi_ц - \psi_{УО})]^{1/2} \approx R_ц - R_{УО}.$$

Начальный угол η_0 рассчитывается по первичным (начальным) результатам измерений углов $\psi_{УОн}$ и $\psi_{цн}$ и дальностей $R_{УОн}$ и $R_{цн}$ по формуле

$$\operatorname{tg} \eta_0 = \frac{R_{цн} \sin \psi_{цн} - R_{УОн} \sin \psi_{УОн}}{R_{цн} \cos \psi_{цн} - R_{УОн} \cos \psi_{УОн}}, \quad (1.12)$$

которая следует из геометрических соотношений на рис. 1.6.

Подчеркнем, что для реализации одного и того же метода наведения можно выбрать разные составы измеряемых координат и способы формирования команд. При этом выбирают обычно тот состав радиотехнических средств, который проще и точнее.

Отметим, что при реализации метода параллельного сближения возникают некоторые технические трудности. Так, для выполнения условия $\dot{\gamma}_{УО} = A\dot{\eta}$ при $A \to \infty$ требуется мгновенно устранить вращение вектора **r**. В действительности из-за инерционности УО это сделать не удается. Возникает своеобразное проскальзывание линии **r**. Увеличение A сверх некоторой нормы вызывает неустойчивость системы управления, поэтому обычно выбирают $A = 3$.

В заключение сделаем следующие выводы:

1) кинематические траектории выбираются исходя из постановки тактической задачи и дополнительных условий, ограничений. Кинематическая траектория определяется законом управления (методом наведения УО);

2) при одном и том же методе наведения имеется возможность по-разному сформировать команду управления, т. е. для решения одной и той же тактической задачи управления можно использовать различный состав радиоизмерений, каждый из которых обеспечивается соответствующим радиокомплексом;

3) выбор необходимых радиосредств для управления УО, как правило, определяется требуемой точностью измерения координат и простотой технической реализации.

1.3. Атмосферный летательный аппарат как объект управления

1.3.1. Способы создания нормального ускорения

Управление полетом атмосферного ЛА осуществляется изменением направления его вектора скорости. Для этого необходимо создать управляющую силу, приложенную к ЛА перпендикулярно вектору скорости и расположенную в плоскости необходимого изменения траектории. Действие данной силы приведет к появлению нормального ускорения, которое и изменит направление вектора скорости.

Полет рассматриваемых УО происходит в атмосфере, где аэродинамические силы играют основную роль в создании управляющей силы. Наиболее распространены две аэродинамические схемы атмосферных ЛА: ***крестокрылая*** и ***плоскокрылая***. На рис. 1.8 показаны органы управления ЛА: элероны, рули тангажа и курса; ***связанная*** система координат $Ox_{УО}y_{УО}z_{УО}$, в которой начало O помещено в центре масс ЛА, $Ox_{УО}$ — продольная ось ЛА, $Oy_{УО}$ — нормальная ось ЛА, $Oz_{УО}$ — поперечная ось ЛА.

Крестокрылые ЛА имеют две пары крестообразно расположенных крыльев и две пары аналогично расположенных стабилизаторов. Они обладают осевой аэродинамической симметрией. Специальная автономная система стабилизации, в которой в качестве управляющих органов используются элероны, обеспечивает движение без крена (угол крена — угол между осью $Oy_{УО}$ и вертикальной плоскостью, содержащей ось $Ox_{УО}$; при отсутствии крена плоскость $Ox_{УО}y_{УО}$ является вертикаль-

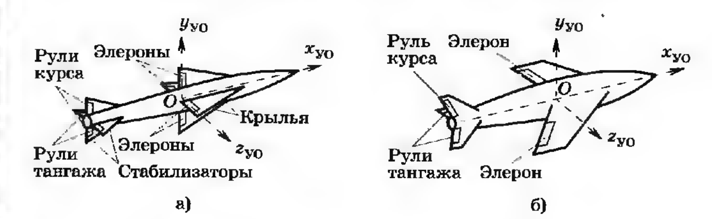


Рис. 1.8. Аэродинамические схемы ЛА: *а* — крестокрылая; *б* — плоскокрылая

ной). Для управления движением в вертикальной плоскости $Ox_{\text{УО}}y_{\text{УО}}$ используются рули тангажа (их также называют рулями высоты), а для управления в боковой плоскости $Ox_{\text{УО}}z_{\text{УО}}$ — рули курса (другое название — рули направления). Крестокрылые ЛА применяются, например, в качестве зенитных управляемых ракет, от которых требуется равноэффективная маневренность как в вертикальной, так и в горизонтальной (или наклонной) плоскостях.

Для пояснения механики разворота крестокрылых ЛА рассмотрим горизонтальный полет, когда боковая плоскость становится горизонтальной. Допустим, что рули курса отклонились влево по отношению к оси $x_{\text{УО}}$ на угол $\delta_{\text{н}}$ (рис. 1.9).

Аэродинамическую силу, действующую на руль перпендикулярно к его поверхности $\mathbf{F}_{\text{р}\Sigma}$, можно разложить на две составляющие: продольную $F_{\text{рп}}$ (по направлению вектора скорости $\mathbf{v}_{\text{УО}}$) и поперечную $F_{\text{р}}$ (перпендикулярную вектору скорости). В основном будем рассматривать поперечную составляющую $F_{\text{р}}$, так как продольная лишь незначительно увеличивает лобовое сопротивление УО. Под действием силы $\mathbf{F}_{\text{р}\Sigma}$, проходящей через центр приложения аэродинамических сил руля A, УО начнет разворачиваться вокруг центра масс O, что приведет к изменению угла скольжения $\alpha_{\text{с}}$ между вектором скорости и осью УО. Это в свою очередь изменит аэродинамическую силу $\mathbf{F}_{\text{В}}$, которая возникает за счет действия потока воздуха на крылья и корпус УО, и появится поперечная составляющая $T_1 = T \sin \alpha_{\text{с}}$ силы тяги двигателя $\mathbf{T}$, направленной вдоль оси $x_{\text{УО}}$.

Сила $\mathbf{F}_{\text{В}}$ проходит через точку B — центр приложения аэродинамических сил УО. Эту силу $\mathbf{F}_{\text{В}}$ также можно разложить на поперечную F и продольную $F_{\text{Вп}}$ составляющие. Продольная составляющая $F_{\text{Вп}}$ создает лобовое сопротивление, которое компенсируется продольной составляющей силы тяги двигателя $T_2 = T \cos \alpha_{\text{с}}$. Строго говоря, алгебраическая сумма продольных составляющих $T_2 - F_{\text{Вп}} - F_{\text{рп}}$ не равна нулю, за счет чего происходит некоторое изменение модуля скорости УО при разворотах последнего. Однако это изменение невелико и в дальнейшем учитываться не будет. Ось УО будет разворачиваться до тех пор, пока момент силы $\mathbf{F}_{\text{В}}$ относительно

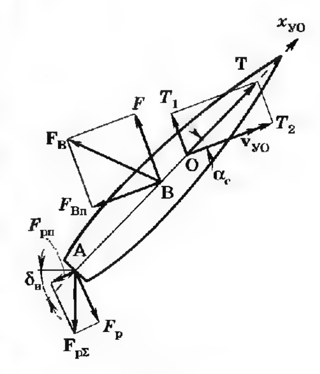


Рис. 1.9. Схема сил, действующих на крестокрылый ЛА

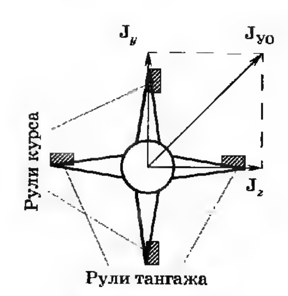


Рис. 1.10. Схема управления разворотом крестокрылого ЛА

центра масс не уравновесит момент силы $\mathbf{F}_{\text{р}\Sigma}$. Равнодействующая поперечная сила $F_\Sigma = F - F_{\text{р}} + T_1$, приложенная к центру масс, и будет управляющей силой. Так как площадь крыльев и фюзеляжа много больше площади рулей, то $F \gg F_{\text{р}}$ и вектор скорости УО будет разворачиваться в ту же сторону, в какую отклонились рули.

Для крестокрылых ЛА механизм разворота в вертикальной плоскости аналогичен рассмотренному; следует лишь дополнительно учитывать проекцию силы тяжести на ось, перпендикулярную вектору скорости, лежащую в вертикальной плоскости.

Для разворота в произвольной плоскости необходимо отклонить рули тангажа и рули курса (рис. 1.10). При этом появляется как угол атаки α, так и угол скольжения $\alpha_{\text{с}}$. Когда отсутствует крен, управление в боковой и вертикальной плоскостях осуществляется независимо одно от другого. При этом за счет угла атаки создается составляющая нормального ускорения $\mathbf{J}_y$, лежащая в вертикальной плоскости, за счет угла скольжения — составляющая нормального ускорения $\mathbf{J}_z$, лежащая в боковой плоскости, а полное ускорение $\mathbf{J}_{\text{УО}}$ равно их геометрической сумме: $\mathbf{J}_{\text{УО}} = \mathbf{J}_y + \mathbf{J}_z$. Разворот УО будет происходить в плоскости, проходящей через векторы $\mathbf{v}_{\text{УО}}$ и $\mathbf{J}_{\text{УО}}$. Такой тип рулевого управления называется ***декартовым***, по-

скольку управление осуществляется декартовыми составляющими вектора нормального ускорения.

Аэродинамическая схема плоскокрылого ЛА (см. рис. 1.8, *б*) обладает плоскостной аэродинамической симметрией. Такая схема характерна для самолетов и крылатых ракет наземного (корабельного) и воздушного базирования. Механика разворота плоскокрылых ЛА в вертикальной плоскости та же, что и для крестокрылых ЛА. В горизонтальной плоскости механика разворота для этих схем различна. На практике разворот плоскокрылого ЛА в горизонтальной плоскости осуществляется так называемым методом ***координированного разворота***, при котором с помощью элеронов создается ненулевой угол крена, а руль курса (направления) используется для поддержания нулевого угла скольжения.

При развороте плоскокрылого ЛА в произвольной плоскости управление производится изменением полярных координат вектора нормального ускорения ЛА: рулями тангажа меняется модуль вектора, а элеронами — направление. Соответственно такой тип рулевого управления называется ***полярным***.

1.3.2. Передаточная функция управляемого объекта

Перейдем к количественному описанию ЛА как звена контура управления. Рассмотрим простейший случай — движение крестокрылого ЛА в боковой плоскости при горизонтальном полете. Изменением скорости полета при разворотах пренебрежем, т. е. будем считать $v_{\text{УО}} = |\mathbf{v}_{\text{УО}}| = \text{const}$.

На УО действуют как управляющие, так и возмущающие аэродинамические силы и моменты. Возмущающие силы и моменты вызываются турбулентностью атмосферы и аэродинамической асимметрией УО. Движение УО описывается двумя уравнениями: уравнением сил и уравнением моментов. Первое из них — уравнение сил, полученное в результате проектирования сил, действующих на УО, на направление, перпендикулярное вектору скорости (рис. 1.11), имеет вид

$$mv_{\text{УО}}\dot{\gamma}_{\text{УО}} = F_{\Sigma}. \qquad (1.13)$$

Здесь m — масса УО; $v_{\text{УО}}\dot{\gamma}_{\text{УО}} = J_{\text{УО}}$ — нормальное ускорение; F_{Σ} — суммарная управляющая сила (сумма проекций сил); $x_{\text{зм}}$, $z_{\text{зм}}$ — оси неподвижной земной системы координат.

Все углы, силы и моменты на рис. 1.11 изображены положительными.

При нормальном режиме полета угол скольжения мал: $\alpha_{\text{с}} \leqslant 20°$. При этом силы, вызываемые им, приблизительно пропорциональны соответствующим углам:

$$F = k_1\alpha_{\text{с}}, \qquad (1.14)$$

$$T_1 = T\sin\alpha_{\text{с}} \approx T\alpha_{\text{с}}. \qquad (1.15)$$

Практически $F \gg F_{\text{р}}$. Поэтому можно считать $F_{\Sigma} \approx (k_1 + T)\alpha_{\text{с}}$.

Рис. 1.11. Геометрические соотношения в земной системе координат

Учитывая (1.14) и (1.15), уравнение сил (1.13) можно переписать следующим образом:

$$T_v\dot{\gamma}_{\text{УО}} = \alpha_{\text{с}}, \qquad (1.16)$$

где $T_v = mv_{\text{УО}}/(k_1 + T)$ — аэродинамическая постоянная времени УО по курсу, характеризующая скорость разворота УО в горизонтальной плоскости при появлении угла скольжения. В зависимости от массы, скорости и аэродинамических характеристик УО постоянная времени T_v может находиться в пределах от нескольких секунд до долей секунды.

Второе уравнение — уравнение моментов характеризует вращательное движение УО вокруг центра масс. Это уравнение имеет вид $I_y\ddot{\varphi} = M_{\text{у}}$, где I_y — момент инерции УО относительно оси $y_{\text{УО}}$ связанной системы координат; $\ddot{\varphi}$ — угловое ускорение вращательного движения; $M_{\text{у}}$ — суммарный аэродинамический вращающий момент, который складывается из статического $M_{\alpha_{\text{с}}}$, демпфирующего $M_{\dot{\varphi}}$, активного вращающего $M_{\delta_{\text{Н}}}$ и возмущающего аэродинамического $M_{\text{В}}$ моментов.

Статический момент $M_{\alpha_{\text{с}}}$ есть момент боковой аэродинамической силы $\mathbf{F}_{\text{В}}$ относительно центра масс О (см. рис. 1.9). При малых углах скольжения ($\alpha_{\text{с}} \leqslant 20°$) статический аэродинамический момент приблизительно пропорционален $\alpha_{\text{с}}$:

$$M_{\alpha_{\text{с}}} \approx -k_2\alpha_{\text{с}}. \qquad (1.17)$$

Знак минус в (1.17) отражает тот факт, что при расположении центра B приложения аэродинамических сил позади центра масс сила $\mathbf{F}_B$ стремится развернуть ось УО так, чтобы уменьшить угол скольжения. За счет этого обеспечивается статическая устойчивость. Если же центр приложения аэродинамических сил находится впереди центра тяжести, то УО статически неустойчив, так как вызываемый углом скольжения момент будет приводить к увеличению угла скольжения. Статически неустойчивые УО не могут нормально двигаться без системы управления. При совпадении центра приложения аэродинамических сил с центром масс УО называется нейтральным. В дальнейшем будем иметь в виду случай статически устойчивого УО, но близкого к нейтральному. Большой запас статической устойчивости приводит к увеличению инерционности.

Демпфирующий момент пропорционален угловой скорости вращения УО вокруг оси $y_{УО}$:

$$M_{\dot{\varphi}} = -k_3\dot{\varphi} \tag{1.18}$$

и вызывается торможением вращающегося УО воздухом.

Активный вращающий момент создается аэродинамической силой руля $\mathbf{F}_{р\Sigma}$ (см. рис. 1.9). При нормальном режиме полета, когда $\delta_н \leqslant 20°$, активный вращающий момент пропорционален $\delta_н$:

$$M_{\delta_н} \approx k_4\delta_н. \tag{1.19}$$

Таким образом, уравнение моментов принимает вид

$$I_y\ddot{\varphi} = -k_2\alpha_c - k_3\dot{\varphi} + k_4\delta_н + M_В. \tag{1.20}$$

Уравнение моментов (1.20) преобразуем так, чтобы оценить непосредственную связь между $\delta_н$ и α_c. Для этого в (1.20) подставим уравнение связи углов: $\varphi = \gamma_{УО} + \alpha_c$ (рис. 1.11), а затем воспользуемся уравнением сил (1.16). В результате получим

$$\ddot{\alpha}_c + 2d\omega_0\dot{\alpha}_c + \omega_0^2\alpha_c = a_\delta\left(\delta_н + \frac{M_В}{I_y a_\delta}\right), \tag{1.21}$$

где

$$\omega_0^2 = \frac{k_3 + k_2T_v}{I_yT_v}; \quad d = \frac{I_y + k_3T_v}{2\sqrt{T_vI_y(k_3 + k_2T_v)}}; \quad a_\delta = \frac{k_4}{I_y}.$$

В операторной форме уравнение (1.21) записывается в виде

$$p^2\alpha_c + 2d\omega_0 p\alpha_c + \omega_0^2\alpha_c = a_\delta\left(\delta_н + \frac{M_В}{I_y a_\delta}\right).$$

Поскольку УО является звеном контура управления, для его описания удобно использовать функциональные схемы, применяемые в теории автоматического регулирования.

Уравнениям (1.16) и (1.21) соответствует функциональная схема, изображенная на рис. 1.12 (p — оператор дифференцирования). На этой схеме отмечены два независимых входных возмущения: угол поворота руля $\delta_н$ и возмущающий аэродинамический момент $M_В$. Согласно (1.21) оба этих возмущения могут быть представлены как единое внешнее воздействие $[\delta_н + M_В/(\alpha_\delta I_y)]$. Уравнение (1.21) и соответствующее ему первое звено на схеме рис. 1.12 отражают связь этого внешнего воздействия с углом скольжения α_c. Второе звено на схеме отображает уравнение (1.16) и указывает на связь между углом скольжения и направлением вектора скорости $\gamma_{УО}$. На функциональных схемах суммирование двух величин обозначается как →⊗→, а вычитание — как →⊗→.

Как видно из уравнения (1.21) и рис. 1.12, динамические свойства УО, отражающие зависимость угла скольжения α_c от угла отклонения руля $\delta_н$, описываются колебательным звеном. Частота собственных колебаний $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ этого звена для крестокрылого ЛА обычно составляет доли или единицы герц. Коэффициент демпфирования колебаний d для одних ЛА весьма мал: $d = 0{,}1...0{,}15$, а для других может достигать значений порядка единицы. Параметры схемы зависят от времени и режима полета ЛА (высоты, скорости), что в общем случае обусловливает ее нестационарность.

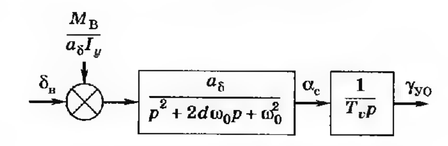


Рис. 1.12. Функциональная схема крестокрылого ЛА при движении в горизонтальной плоскости

Функциональная схема, описывающая управление крестокрылым ЛА в вертикальной плоскости, подобна рассмотренной выше. Вместо угла отклонения руля направления $\delta_н$ в этом случае фигурирует угол отклонения руля высоты $\delta_В$, вместо угла скольжения $\alpha_с$ — угол атаки α, вместо угла отклонения траектории $\gamma_{УО}$ — угол наклона траектории $\gamma'_{УО}$. Особенностью функциональной схемы движения в вертикальной плоскости является наличие постоянных внешних воздействий, добавляемых к углам $\delta_В$ и α для учета действия силы веса ЛА. Обычно они малы, и их влиянием при расчетах иногда пренебрегают. Параметры передаточных функций крестокрылого ЛА для движения в обеих плоскостях имеют одинаковый порядок величин.

При движении в вертикальной плоскости передаточная функция плоскокрылого ЛА имеет тот же вид, что и для крестокрылого. При боковом движении функциональная схема плоскокрылого ЛА образуется последовательным соединением одного инерционного и двух интегрирующих звеньев (вход схемы — угол отклонения элеронов $\delta_э$, выход — угол отклонения траектории $\gamma_{УО}$ [2,5].

1.3.3. Автопилот и звено автопилот—управляемый объект

Автопилотом называют бортовое устройство, предназначенное для отклонения рулей управления. При помощи автопилота может выдерживаться полет на заданной высоте и заданном курсе, обеспечиваться заданная ориентация и могут выполняться заданные маневры в соответствии с заранее заложенной программой.

Автопилот (А) является частью системы управления ЛА и содержит каналы управления курсом, тангажом и креном. В простейшем случае (у крестокрылых ЛА) каналы курса и тангажа аналогичны. Допуская, что они работают независимо один от другого, рассмотрим упрощенную схему одного из них, например канала курса.

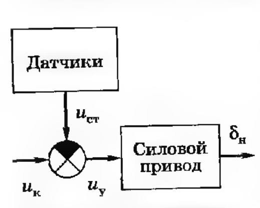


Рис. 1.13. Упрощенная схема автопилота

Автопилот по каналу курса (рис. 1.13) состоит из чувствительных элементов (датчиков), разностного звена и исполнительного устройства (силового привода).

Путем алгебраического суммирования командного $u_к$ и стабилизирующих $u_{ст}$ сигналов с датчиков образуется управляющий сигнал $u_у$, подаваемый на силовой привод. В общем случае схема автопилота сложнее показанной на рис. 1.13: управляющий сигнал $u_у$ связан с сигналами $u_к$ и $u_{ст}$ нелинейным интегродифференциальным оператором.

Автопилот решает следующие основные задачи:

- обеспечение функциональной связи между командным сигналом $u_к$ и углом отклонения руля $\delta_н$;
- противодействие разворотам УО, которые могут возникать из-за аэродинамических возмущений;
- стабилизация передаточных чисел УО, т. е. коэффициентов пропорциональности между командным сигналом и соответствующими углами или угловыми скоростями. В противном случае передаточные числа изменяются в широких пределах вследствие зависимости параметров передаточной функции УО от изменений массы УО, высоты и скорости полета и т. д.;
- обеспечение устойчивости, улучшение и стабилизация динамических характеристик УО, например обеспечение оптимального коэффициента демпфирования.

Последние три задачи решаются с помощью контуров стабилизации УО, в состав которых и входит автопилот.

Кратко рассмотрим основные устройства, входящие в состав автопилота (рис. 1.13).

Силовой привод (СП) предназначен для отклонения рулей УО от нейтрального положения пропорционально управляющему напряжению $u_у$ (рис. 1.13). Силовой привод нередко называют рулевой машиной. При подаче напряжения на электродвигатель ось последнего начинает вращаться, и это вращение через редуктор отклоняет руль. На оси, вокруг которой поворачивается руль, установлен датчик, преобразующий угол в напряжение, полярность которого противоположна полярности входного воздействия. Это напряжение подается на вход СП и является напряжением канала обратной связи. За счет напряжения обратной связи руль фиксируется

под некоторым углом $\delta_н$ относительно нейтрального положения, при подаче на вход СП некоторого постоянного напряжения $u_у$.

Особенностью звена СП является его существенная нелинейность типа ограничения, так как рулевые органы, как правило, имеют фиксирующие устройства, препятствующие отклонению руля на угол, бóльший, чем максимально возможное значение, при котором УО не выходит из режима устойчивого полета.

В состав автопилота помимо СП входят также ***датчики*** — автономные чувствительные элементы, предназначенные для выработки стабилизирующих сигналов. При этом имеется в виду, что при отсутствии внешних команд УО должен двигаться прямолинейно, несмотря на возможные возмущения: турбулентность атмосферы, случайные отклонения вектора тяги от направления, совпадающего с продольной осью УО, случайные колебания рулей УО, например из-за собственных шумов электронных устройств СП или из-за наличия зон нечувствительности в редукторе СП и по ряду других причин.

Наиболее характерный пример подобного датчика — ***гироскоп***. В его основе лежит вращающийся с высокой скоростью вокруг собственной оси цилиндр, называемый ротором. Основное свойство гироскопа — сохранение направления оси гироскопа в пространстве при воздействии различных возмущений. Например, если гироскоп закреплен таким образом, что может поворачиваться относительно корпуса УО, то при повороте корпуса ось гироскопа остается неподвижной и с помощью простейшего преобразователя угол—напряжение получается сигнал рассогласования относительно углового разворота УО. По данному сигналу (при отсутствии внешних команд) отклоняются рули УО, в результате чего УО начинает разворачиваться и этот разворот происходит до тех пор, пока продольная ось УО не совпадет с осью вращения ротора гироскопа.

Гироскоп, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный угловому рассогласованию между направлением главной оси гироскопа и продольной осью УО, называется ***позиционным***. Если УО стабилизируется подобным гироскопом, то полет при отсутствии внешней команды может происходить только в плоскостях, параллельных исходной

плоскости, пространственное положение которой определяется положением оси гироскопа в начале его работы, т. е. в момент разарретирования гироскопа. Используются также ***скоростные*** гироскопы, на выходе которых появляется напряжение, пропорциональное угловой скорости разворота продольной оси УО относительно оси вращения ротора гироскопа.

Помимо гироскопов в качестве датчиков в обратной связи автопилота используются ***акселерометры***, измеряющие линейные ускорения.

Перейдем теперь к рассмотрению общей функциональной схемы ***звена автопилот — управляемый объект***, изображенной на рис. 1.14 для канал курса крестокрылого ЛА.

На этой схеме силовой привод представлен последовательным соединением линейного безынерционного звена с коэффициентом передачи $k_{сп}$ и нелинейного звена — ограничителя максимального угла отклонения руля направления. Собственно корпус ЛА является последовательным соединением колебательного и интегрирующего звеньев в соответствии с рис. 1.12. В качестве датчиков обратной связи в автопилоте используются позиционный гироскоп, измеряющий угол курса φ; скоростной гироскоп, измеряющий производную угла курса $\dot{\varphi}$; акселерометр, измеряющий нормальное ускорение

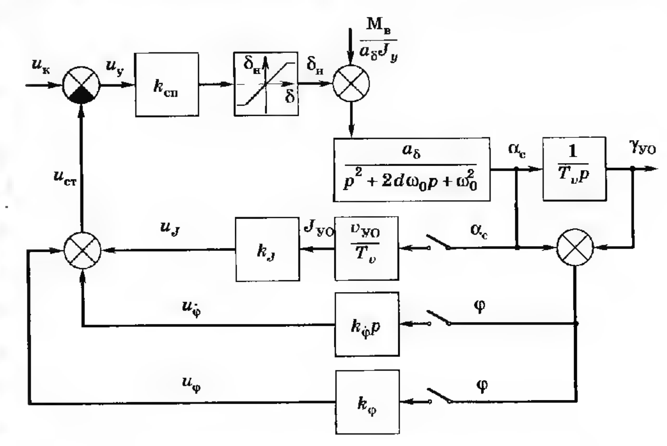


Рис. 1.14. Общая схема звена автопилот—УО

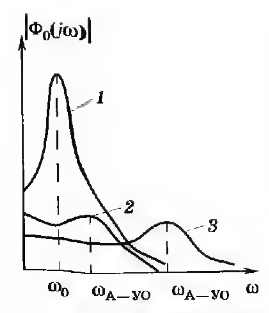


Рис. 1.15. Вид частотных характеристик

$J_{УО} = v_{УО}\dot{\gamma}_{УО} = (v_{УО}/T_v)\alpha_c$. В первом приближении эти датчики можно считать линейными и безынерционными по измеряемым параметрам и описывать соответственно коэффициентами передачи k_φ, $k_{\dot\varphi}$ и k_J. Одновременное использование всех трех датчиков в цепи обратной связи не всегда целесообразно и технически возможно. Это обстоятельно на схеме рис. 1.14 отражено наличием соответствующих ключей.

Для анализа влияния обратных связей на характеристики звена автопилот — УО рассмотрим схему рис. 1.14 в линейном приближении, полагая режим работы силового привода линейным.

Вначале примем, что в автопилоте вообще не используются обратные связи (все ключи на рис. 1.14 разомкнуты). Тогда связь между $u_к$ и α_c дается колебательным звеном с передаточной функцией

$$\Phi_0(p) = \frac{\alpha_c(p)}{u_к(p)} = \frac{k_{сп}a_\delta}{p^2 + 2d\omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Соответствующая амплитудно-частотная характеристика показана на рис. 1.15, кривая *1*. Вследствие обычно малого собственного коэффициента демпфирования ЛА d переходный процесс по углу скольжения α_c в этом случае носит ярко выраженный колебательный характер. Для улучшения демпфирования колебаний используют обратную связь на основе скоростного гироскопа — так называемую *гибкую обратную связь* (ГОС). При этом передаточная функция от $u_к$ до α_c по-прежнему будет соответствовать колебательному звену (рис. 1.16).

$$\Phi_0(p) = \frac{\alpha_c(p)}{u_к(p)} = \frac{k_{сп}a_\delta}{p^2 + 2d_{А-УО}\omega_{А-УО}p + \omega_{А-УО}^2}. \qquad (1.22)$$

но параметры его будут иными вследствие их зависимости от коэффициента передачи скоростного гироскопа $k_{\dot\varphi}$:

$$\begin{cases} \omega_{А-УО}^2 = \omega_0^2 + k_{сп}a_\delta k_{\dot\varphi}/T_v, \\ d_{А-УО} = (2d\omega_0 + k_{сп}a_\delta k_{\dot\varphi})/(2\omega_{А-УО}). \end{cases} \qquad (1.23)$$

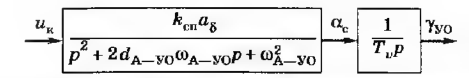


Рис. 1.16. Функциональная схема звена автопилот—УО с гибкой и (или) акселерометрической обратной связью

Анализ соотношений (1.23) показывает, что частота колебаний по углу атаки $\omega_{А-УО}$ и коэффициент демпфирования $d_{А-УО}$ за счет использования ГОС увеличиваются по сравнению с ω_0 и d. При этом выбором коэффициента $k_{\dot\varphi}$ значение $d_{А-УО}$ можно сделать оптимальным ($d_{А-УО} \approx 0,5 \ldots 0,7$). Соответствующая использованию ГОС частотная характеристика изображена на рис. 1.15, кривая *2*.

Теперь перейдем к случаю совместного использования ГОС и акселерометрической обратной связи. Нетрудно показать, что и в этом случае связь $u_к$ и α_c определяется колебательным звеном (1.22), в котором (см. рис. 1.16)

$$\begin{cases} \omega_{А-УО}^2 = \omega_0^2 + k_{сп}a_\delta(k_{\dot\varphi} + v_{УО}k_J)/T_v, \\ d_{А-УО} = (2d\omega_0 + k_{сп}a_\delta k_{\dot\varphi})/(2\omega_{А-УО}). \end{cases} \qquad (1.24)$$

Отсюда следует, что обратная связь на основе акселерометра позволяет дополнительно увеличить значение частоты $\omega_{А-УО}$ колебаний по углу атаки. Тем самым расширяется полоса звена автопилот — УО и, следовательно, уменьшается его инерционность и улучшается управляемость. Кроме того, если ЛА статически неустойчивый (что имеет место при $\omega_0^2 < 0$), то, как следует из (1.24), использование скоростного гироскопа и акселерометра в цепи обратной связи автопилота позволяет получить $\omega_{А-УО}^2 > 0$ и сделать колебательное звено устойчивым. Таким образом, совместное использование этих двух датчиков позволяет варьированием $k_{\dot\varphi}$ и k_J одновременно обеспечить требуемые значения $\omega_{А-УО}$ и $d_{А-УО}$; соответствующая частотная характеристика изображена на рис. 1.15, кривая *3*.

Если же в цепи обратной связи используется только акселерометр, чему соответствуют формулы (1.24) при $k_{\dot\varphi} = 0$, то и в этом случае $\omega_{А-УО} > \omega_0$, но $d_{А-УО} < d$, что иногда недопустимо из соображений качества демпфирования.

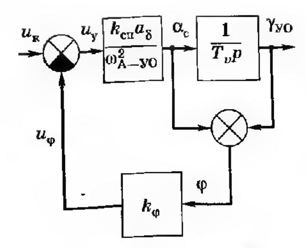


Рис. 1.17. Схема звена автопилот—УО с жесткой обратной связью

Наконец, обратимся к третьему виду обратной связи — так называемой *жесткой обратной связи* (ЖОС), реализуемой включением позиционного гироскопа. При этом в первом приближении пренебрежем временем установления угла скольжения в схеме на рис. 1.16, что можно сделать при достаточно больших значениях $\omega_{А-УО}(\omega_{А-УО} \gg 2\pi/T_v)$, обеспечиваемых описанными выше обратными связями. Соответственно звено (1.22) будем считать безынерционным, и тогда передаточная функция звена автопилот — УО от входа $u_к$ до выхода $\gamma_{УО}$ при отсутствии ЖОС соответствует интегратору:

$$\Phi_{А-УО}(p) = \frac{\gamma_{УО}(p)}{u_к(p)} = \Phi_0(p)\frac{1}{T_0 p} \approx \frac{k_{сп}a_\delta}{\omega^2_{А-УО}T_v p}.$$

Поскольку, как отмечалось в разд. 1.3.2, параметры ЛА a_δ, ω_0, d, T_v изменяются в широких пределах в зависимости от его массы, скорости, высоты полета и других факторов, то и коэффициент передачи звена автопилот — УО будет соответственно изменяться. Для его стабилизации и может вводиться ЖОС (рис. 1.17); при этом передаточная функция звена автопилот — УО соответствует инерционному звену

$$\Phi_{А-УО}(p) = \frac{\gamma_{УО}(p)}{u_к(p)} = \frac{k_{А-УО}}{1 + pT_{А-УО}}, \qquad (1.25)$$

в котором коэффициент передачи и постоянная времени имеют вид:

$$k_{А-УО} = 1/k_\varphi,$$

$$T_{А-УО} = T_v + \frac{\omega^2_{А-УО}}{k_{сп}a_\delta k_\varphi}T_v. \qquad (1.26)$$

Из (1.26) видно, что коэффициент передачи звена автопилот — УО теперь определяется только коэффициентом передачи позиционного гироскопа. Однако нужно заметить, что введение ЖОС увеличивает инерционность системы управления, поскольку $T_{А-УО} > T_v$, и изменяет порядок ее астатизма, устраняя интегрирующие свойства звена автопилот — УО. Эти особенности необходимо учитывать при проектировании системы управления с ЖОС в автопилоте.

В заключение отметим, что выбором вида и параметров обратных связей в автопилоте в значительной степени можно решить и вопросы обеспечения устойчивости системы управления в целом. В дальнейшем в книге эти вопросы рассматриваться отдельно не будут как не относящиеся к непосредственной компетенции специалиста в области радиоэлектронных систем.

1.4. Особенности систем радиоуправления как замкнутых следящих систем

Из рассмотрения различных способов радиоуправления движением УО (разд. 1.2) видно, что система следящего управления представляет собой замкнутый контур. В любой системе радиоуправления положение УО в пространстве измеряется радиотехническими устройствами, показания которых определяют команду, действующую на рули. Рули изменяют направление движения, а следовательно, и пространственное положение УО. Таким образом контур замыкается.

Контур системы управления состоит из *звеньев*, отображающих связи между различными переменными величинами, характеризующими движение УО. Графическое отображение этих связей образует структурную схему контура управления. Здесь нас главным образом интересуют контуры, определяющие движение центра масс по траектории, которые называют внешними в отличие от контуров автопилота (разд. 1.3), которые являются внутренними.

Различным способам радиоуправления соответствуют различные структурные схемы внешних контуров. Однако если рассматривать только самые общие их признаки, то можно выделить две характерные схемы, первая из которых соответствует командному радиоуправлению типа I (КРУ-I) или типа III (КРУ-III), радиотеленаведению и автономному радиоуправлению (рис. 1.18, *а*), вторая — КРУ-II и самонаведению (рис. 1.18, *б*).

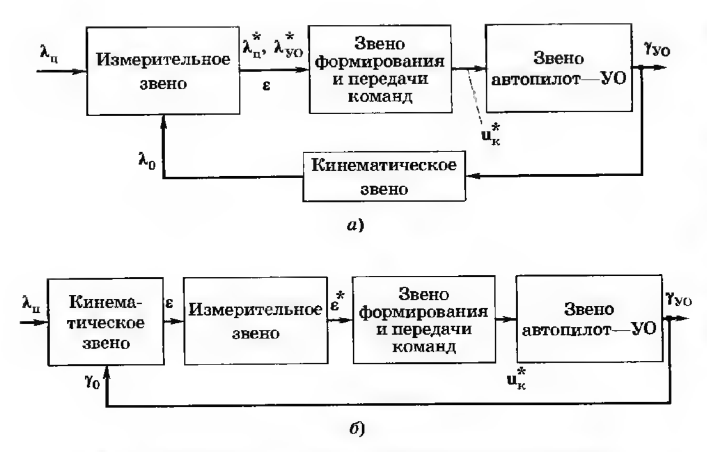


Рис. 1.18. Внешние контуры систем радиоуправления

Внешний контур системы радиоуправления имеет ряд особенностей. Прежде всего в его состав обязательно входит уже рассмотренное ранее ***звено автопилот—УО***. Входом этого звена можно считать командный сигнал $\mathbf{u}_к^*$, а выходом — совокупность углов $\gamma_{УО}$, определяющая направление вектора скорости.

Второе звено внешнего контура — ***кинематическое***. Оно представляет собой математическую модель, отображающую функциональную связь между параметрами, принятыми в качестве выходных для звена автопилот — УО, и параметрами состояния УО (и цели), оцениваемыми измерительным звеном.

В системах радиоуправления ***измерительное звено*** обычно реализуется в виде радиосредств, определяющих координаты УО и цели ($\lambda_ц$ и λ_0) или их относительные координаты (ε).

Звено формирования и передачи команд соответствует устройству формирования команд (формирователю команд), расположенному либо на пункте управления (при командном радиоуправлении), либо на УО (при всех остальных способах управления) и реализуемому обычно программно в управляющей ЭВМ, и командной радиолинии для передачи команд с пункта управления на УО (только при командном радиоуправлении).

Радиоизмерители и командные радиолинии образуют ***радиозвенья*** контуров радиоуправления. Радиозвенья представляют собой ***низкочастотные эквиваленты*** соответствующих радиосредств, отражающие взаимосвязь информационных параметров на их входе и выходе. Для измерительных звеньев входной величиной является измеряемый параметр движения, а выходной — аналог измеряемого параметра (напряжение или код). Для звена КРЛ входной величиной является выход вычислителя, в котором сформирована подлежащая передаче команда управления, а выходной — сигнал, подаваемый на вход автопилота. При действии случайных помех эквивалентность понимается в статистическом смысле, при этом говорят о ***статистических эквивалентах*** радиоизмерителей и КРЛ по соответствующим информационным параметрам.

Все радиозвенья в первом приближении могут рассматриваться как инерционные звенья. Их инерционность связана с необходимостью фильтрации полезного сигнала на фоне помех. Поэтому радиозвенья в первом приближении имеют передаточную функцию вида

$$\Phi_{рз}(p) \approx \frac{k_{рз}}{1 + pT_{рз}}, \quad (1.27)$$

где $k_{рз}$, $T_{рз}$ — коэффициент передачи и постоянная времени радиозвена.

Радиозвено может быть замкнутой следящей системой. В этом случае его передаточная функция определяется структурой следящего контура и радиоканалом, входящим в его состав.

В качестве примера рассмотрим радиозвено, которое представляет собой радиолокационную станцию с автосопровождением цели по угловым координатам, использующую сканирующую антенну и импульсный зондирующий сигнал [6]. Развернутая функциональная схема РЛС как звена контура управления показана на рис. 1.19 и в свою очередь включает ряд звеньев. Входной величиной радиозвена является угловая координата цели $\psi_ц$ (азимут или угол места), по которой осуществляется слежение за целью, выходная величина — угол $\psi_а$ (или его электрический аналог $U\psi_а$), определяющий

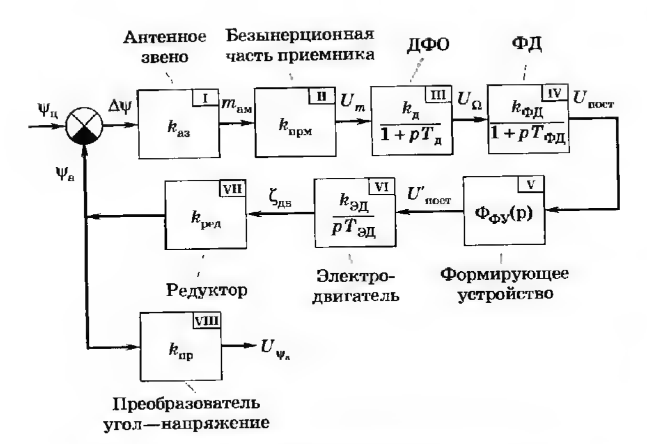


Рис. 1.19. Функциональная схема следящей РЛС

направление радиолуча РЛС, $\Delta\psi = \psi_ц - \psi_а$ — угловое рассогласование между направлением на цель и направлением радиолуча РЛС.

Первым звеном, относящимся непосредственно к радиоканалу РЛС, является антенное звено I, характеризуемое коэффициентом передачи $k_{аз} = m_{ам}/\Delta\psi$, где $m_{ам}$ — коэффициент глубины амплитудной модуляции принимаемого сигнала на частоте сканирования антенны. Если аппроксимировать диаграмму направленности антенны (ДНА) функцией

$$E(\psi) = E_0 \cos(\pi\psi/\psi_{а0}) \text{ при } -\psi_{а0}/2 \leqslant \psi \leqslant \psi_{а0}/2,$$

получим

$$k_{аз} \approx \frac{\pi}{\psi_{а0}} \operatorname{tg}\left(\pi\frac{\psi_{am}}{\psi_{а0}}\right),$$

где ψ — угол, отсчитываемый от максимума ДНА; $\psi_{а0}$ — ширина ДНА по нулевому уровню; $2\psi_{am}$ — угол между направлениями максимального излучения в двух крайних положениях ДНА при сканировании. Коэффициент $k_{аз}$ может иметь размерность 1/град, 1/рад.

Приведенное выражение для $k_{аз}$ приближенное и справедливо при малых $\Delta\psi$ ($|\Delta\psi| \leqslant \psi_{а0}$). При больших возмущениях, когда направление на цель может оказаться на краю диаграммы направленности антенны, амплитудная модуляция принимаемого сигнала исчезает, режим автосопровождения нарушается (или, как часто говорят, происходит срыв режима сопровождения), что приводит к потере цели. Указанные эффекты есть следствие существенной нелинейности антенного звена. Если тактическая ситуация позволяет, то при потере цели вновь переходят к режиму ее поиска и обнаружения.

Следующее звено II — практически безынерционная часть радиоприемника, в которую входят такие широкополосные устройства, как УВЧ, смеситель, УПЧ, амплитудный детектор, видеоусилитель. Выходной величиной этого звена является амплитуда модулирующей функции $U_m = U_0\, m_{ам}$, где U_0 — среднее значение амплитуды импульсов на выходе приемника, соответствующее $m_{ам} = 0$.

Таким образом, $k_{прм} = U_m/m_{ам} = U_0$. Значение U_0 определяется как

$$U_0 = U_{вх}k_{ус},$$

где $U_{вх}$ — средняя амплитуда немодулированных импульсов на входе приемника; $k_{ус}$ — коэффициент усиления безынерционной части приемника. Так как уровень входного сигнала $U_{вх}$ меняется при изменении дальности до цели, то для стабилизации коэффициента $k_{прм}$ с помощью АРУ устанавливается равенство $U_{вх}k_{ус} = \text{const}$.

Звено III — детектор и фильтр сигнала ошибки (ДФО). Детектор предназначен для растягивания по длительности коротких входных импульсов. Эта процедура увеличивает амплитуду гармоники на частоте сканирования $f_{ск}$, которая затем выделяется резонансным фильтром сигнала ошибки. Если за входную величину звена ДФО принять амплитуду модулирующей функции U_m, а за выходную — амплитуду выделенной гармоники U_Ω, то передаточная функция звена ДФО соответствует усилителю и инерционному звену, параметры которого определяются в основном усилением $k_д$ и полосой пропускания $\Delta f_д$ резонансного фильтра

$$Ф_{ДФО}(p) \approx \frac{k_д}{1 + pT_д},$$

где $T_д$ — постоянная времени, обратная полосе $\Delta f_д$.

Выходной сигнал ДФО поступает на вход фазового детектора (ФД) IV, который перемножает этот сигнал на опорное напряжение и с помощью фильтра нижних частот выделяет низкочастотную часть спектра сигнала ошибки. Он также описывается инерционным звеном $\frac{k_{ФД}}{1 + pT_{ФД}}$, причем это последнее звено радиоканала, как правило, наиболее узкополосное среди всех его звеньев и практически определяет инерционность радиоканала РЛС.

Под радиоканалом понимают звенья, начиная с антенного звена и заканчивая ФД. Выход звена ФД — квазипостоянное напряжение $U_{пост}$. Приставка «квази» связана с тем, что реально это шумоподобное напряжение в области нулевой частоты, ширина спектральной плотности которого определяется динамическими характеристиками цели.

За ФД в контуре, согласно схеме рис. 1.19, установлено формирующее устройство (ФУ) V с передаточной функцией $\Phi_{ФУ}(p)$, которая обеспечивает необходимые динамические характеристики РЛС как следящей системы и определяет порядок астатизма замкнутого контура. Передаточная функция ФУ может иметь вид $\Phi_{ФУ}(p) = k_{ФУ}\left(1 + \frac{1}{pT_{ФУ}}\right)$, где $k_{ФУ}$ — безразмерный коэффициент передачи ФУ.

Далее следует звено VI — электродвигатель, который можно представить как идеальный интегратор с постоянной времени $T_{ЭД}$ и коэффициентом усиления $k_{ЭД}$, если за его вход принять подаваемое напряжение, а за выход — угол поворота вала двигателя $\zeta_{дв}$.

Последнее звено VII замкнутого контура — редуктор. При ряде упрощений редуктор может считаться безынерционным звеном с безразмерным коэффициентом передачи $k_{ред}$; его входной величиной является угол $\zeta_{дв}$ поворота двигателя, а выходной — угол поворота антенны $\psi_а$, замыкающий контур радиозвена.

Информация об угле поворота антенны преобразуется в напряжение $U_{\psi_а}$ безынерционным звеном с коэффициентом передачи $k_{пр}$[В/град]. Это напряжение может быть выходной величиной радиозвена.

В упрощенном варианте инерционные звенья при соответствующем выборе их постоянных времени могут считаться безынерционными. Тогда (без учета формирующего устройства) передаточная функция радиозвена от входа $\psi_ц$ до выхода $U\psi_а$

$$\Phi_{рз}(p) = \Phi_{РЛС}(p) \approx \frac{U_{\psi_а}(p)}{\psi_ц(p)} \approx \frac{k_{пр}}{1 + pT_{РЛС}}, \qquad (1.28)$$

где $T_{РЛС} = T_{ЭД}/(k_{аз}k_{прм}k_{д}k_{ФД}k_{ЭД}k_{ред})$.

В таком приближении следящая РЛС оказывается инерционным звеном.

Радиозвено в контуре управления может считаться линейным инерционным звеном только приблизительно: при ряде предварительных допущений. Например, командная радиолиния может использовать цифровую передачу аналоговых команд, а следовательно, будет необходимо учитывать временну́ю дискретность и ошибки квантования. Только в случае их малости радиозвено, соответствующее командной радиолинии, может считаться линейным.

Действие радиопомех также может приводить к существенным изменениям характеристик радиозвена.

Во-первых, из-за помех к выходной величине радиозвена добавляется возмущение. Это соответствует появлению дополнительного воздействия на внешний контур радиоуправления. Анализируя работу радиосредств при действии помех, важно оценить спектр этого возмущения, особенно в области низких частот.

Иногда оценивают не спектральную плотность возмущения, а его дисперсию. В этом случае необходимо дополнять значение дисперсии данными об эффективной ширине спектральной плотности возмущения. Только при этих условиях возможен анализ контура радиоуправления.

Во-вторых, действие помехи может менять коэффициент передачи радиозвена, чаще всего уменьшая его (иногда вплоть до полного размыкания). Сильная помеха может существенно исказить всю характеристику радиозвена, сделав ее переменной во времени и нелинейной.

В-третьих, помехи могут создавать междуканальные (перекрестные) связи, которые приводят к скручиванию систем координат. Несколько подробнее об этом будет сказано ниже.

Радиоинженер, проектирующий радиоустройство (радиосистему) для работы в контуре следящего управления, должен обязательно исследовать характеристики соответствующего радиозвена и учитывать их возможные изменения при действии радиопомех.

Теперь проследим образование схемы в целом на рис. 1.18, *а* на примере КРУ-I. В этом случае в состав измерительного звена входят радиовизиры цели и УО, которые измеряют соответствующие координаты $\lambda_ц$, $\lambda_{УО}$ (азимуты, углы места, а также дальности). Работа радиовизиров описывается уравнениями, связывающими измеряемые координаты и их приборные аналоги на выходе измерительных устройств, входящих в данном случае в состав сложного радиозвена. Приборные аналоги координат преобразуются в специализированной ЭВМ, вырабатывающей команды управления. Эти команды по КРЛ передаются на УО, где на выходе приемника формируется командное напряжение $\mathbf{u}^*_к$. Уравнения, описывающие работу радиовизиров, ЭВМ и командной радиолинии, могут быть объединены в единое уравнение $\mathbf{u}^*_к = L_{рз}(\lambda_ц, \lambda_{УО})$, которое определяется законом управления для рассматриваемого случая. Здесь и далее L — некоторый оператор, отражающий алгоритм преобразований в указанных звеньях.

Звено автопилот—УО, как показано в разд. 1.3, описывается дифференциальным уравнением вида $\gamma_{УО} = L_{А-УО}(\mathbf{u}_к)$.

Наконец, для замыкания контура необходимо добавить кинематическое уравнение, связывающее угол наклона вектора скорости $\gamma_{УО}$ с координатами УО, которые могут быть измерены радиовизиром: $\lambda_{УО} = L_{кз}(\gamma_{УО})$.

Схема на рис. 1.18, *б* характерна для таких способов радиоуправления, при которых координаты цели оцениваются непосредственно на УО. В этом случае радиозвено измеряет координаты цели относительно УО. Результаты измерения либо преобразуются в командное напряжение прямо на борту (при самонаведении), либо передаются на пункт управления, где вырабатывается соответствующая команда (при КРУ-П). Кинематическое звено в схеме на рис. 1.18, *б* отображает связь между координатами цели $\lambda_ц$, углом $\gamma_{УО}$ вектора скорости УО и координатой ε, которая может непосредственно измеряться бортовым радиовизиром:

$$\varepsilon = L_{кз}(\lambda_ц, \gamma_{УО}).$$

Исследование контура системы управления обычно начинается с составления структурной схемы и записи уравнений входящих в него звеньев. В общем случае система радиоуправления оказывается многоконтурной нелинейной нестационарной дискретной системой автоматического регулирования. Как правило, такая система не поддается строгому аналитическому решению и окончательные результаты получаются с помощью моделирования и натурных испытаний. Однако в ряде случаев, особенно на первых этапах проектирования, целесообразно искать приближенные соотношения, максимально упрощая предмет исследования.

Рассмотрим основные особенности контуров системы радиоуправления и кратко охарактеризуем наиболее широко используемые упрощения.

Многоконтурность системы обусловлена прежде всего наличием двух внешних контуров управления движением центра масс УО: в вертикальной и боковой плоскостях. Процессы в этих контурах взаимосвязаны. Кроме того, отдельные звенья каждого контура содержат внутренние замкнутые контуры. Так, внутри звена автопилот—УО имеется контур стабилизации; радиовизир содержит контуры автоматического слежения за направлением прихода радиоволн, за временем прихода сигнала, за частотой сигнала, систему автоматической регулировки усиления и т. д. Все эти контуры взаимосвязаны и в совокупности должны описываться единой системой уравнений высокого порядка. При приближенном анализе прежде всего полагают, что движения в боковой и вертикальной плоскостях независимы, и рассматривают контуры управления по курсу и тангажу каждый в отдельности. В этом случае движение УО в одной плоскости связано только с командой курса, а в другой — с командой тангажа. При более строгом анализе приходится учитывать скручивание систем координат, которое возникает, например, при декартовом управлении при наличии крена УО. В этом случае команда на рули курса будет влиять на движение УО в обеих плоскостях. В результате оба внешних контура оказываются связанными тем сильнее, чем больше угол крена. Скручивание координатных систем может происходить также вследствие неидеальной работы радиозвеньев, например в командных радиолиниях из-за междуканальных помех. При малых углах скручивания УО возвратится на требуемую траекторию, правда, по

несколько удлиненному пути и за большее время, поскольку движение УО в этом случае происходит по скручивающейся спирали. При больших углах может полностью нарушиться устойчивость управления. В связи с этим обычно принимают меры для уменьшения влияния скручивания, вводя соответствующие поправки. Именно это и позволяет пренебрегать скручиванием в первом приближении.

Однако и при приближенном рассмотрении движения лишь в одной плоскости система управления остается многоконтурной. Дальнейшие упрощения могут быть сделаны за счет «развязки» различных движений по быстродействию. Например, при изучении внешнего контура управления движением УО в первом приближении можно пренебречь сравнительно быстрыми процессами внутри контура стабилизации, а также переходными процессами во внутренних контурах радиовизиров. В результате внутренние контуры можно заменить безынерционными звеньями с соответствующими коэффициентами передачи. Наоборот, при изучении быстрых переходных процессов во внутренних контурах можно в первом приближении пренебречь изменениями во внешнем контуре, считая его разомкнутым.

Нелинейность системы управления связана прежде всего с ограниченностью максимального нормального ускорения УО. Нелинейность наиболее сильно проявляется при больших отклонениях переменных от номинальных значений. Так, в начале процесса управления после включения системы УО, отрабатывая большую начальную ошибку, может развивать максимальное нормальное ускорение и некоторое время двигаться по дуге окружности. При этом звено автопилот—УО будет существенно нелинейным. Возможны также большие возмущения из-за организованных радиопомех или резких маневров цели, когда переменные величины в контуре управления выходят за пределы линейных участков характеристик звеньев.

Заметим, что на этапе наведения при отсутствии больших возмущений допустимо считать все отклонения малыми, линеаризовать характеристики звеньев и рассматривать контур управления в линейном приближении.

Нестационарность системы весьма существенна на участке разгона УО, когда сильно меняется его скорость. На остальных участках нестационарность из-за переменных параметров УО в значительной мере компенсируется с помощью контура стабилизации. Весьма значительным может быть влияние нестационарности в кинематических звеньях, поскольку в кинематические уравнения в качестве параметра обычно входит дальность между пунктом управления и УО или между УО и целью. Изменение дальности в процессе наведения и делает уравнения нестационарными. В системах командного радиоуправления, а также при радиотеленаведении эта нестационарность компенсируется введением специальной переменной поправки в управляющей ЭВМ. В системах самонаведения обычно такая компенсация не производится, что в ряде случаев вынуждает рассматривать такие системы как нестационарные уже в первом приближении, особенно на участках непосредственного сближения с целью. Однако большей частью переменные параметры в звеньях изменяются достаточно медленно. Это позволяет рассчитывать контур с помощью метода *замораживания коэффициентов*. Согласно этому методу систему рассчитывают как стационарную, а затем в полученное решение подставляют значения коэффициентов как функций времени. Обычно достаточно проверить показатели качества работы системы для двух-трех значений коэффициентов.

Дискретность системы возникает из-за дискретного характера работы используемых цифровых вычислительных приборов, цифровых командных радиолиний, импульсных радиовизиров и т. д. Эту дискретность часто можно не учитывать, если тактовая частота соответствующих устройств достаточно велика по сравнению с эффективной полосой пропускания контура радиоуправления. Исключением являются случаи, когда дискретность связана со специально редкой передачей команд или с применением радиовизиров кругового обзора, когда поступление информации происходит дискретно с большим периодом. Подобные случаи исследуются методами теории дискретных систем.

Линеаризованной стационарной непрерывной системе управления соответствует система линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Основные методы исследования регулярных процессов в такой системе основаны на преобразовании Лапласа или Фурье. При этом звенья описываются передаточными функциями или комплексными частотными характеристиками, а переменные величины — изображениями или спектрами.

Задачи исследования контура системы управления главным образом заключаются в определении условий устойчивости и анализе ошибок управления. Ошибки управления возникают из-за возмущений, действующих на контур, или из-за переходного процесса после включения при ненулевых начальных условиях.

Возмущения, действующие на контур управления, обусловлены тремя основными факторами: движением цели (ошибка, возникающая из-за движения цели, называется динамической); возмущениями в радиозвеньях из-за естественных или организованных радиопомех; возмущениями в звене автопилот—УО (турбулентность атмосферы, перекос в тяге двигателей и др.). По характеру процесса возмущеиия могут быть квазидетерминированными или случайными. Квазидетерминированным процессом иногда описывается изменение координат цели. Ква-зидетерминированное возмущение можно задать, например, в виде степенной функции времени со случайными коэффициентами a_0, a_1...:

$$z(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots .$$

Такое возмущение в линеаризованной стационарной системе задает установившуюся ошибку управления, которую можно записать как

$$l(t) = b_0 z(t) + b_1 \dot{z}(t) + b_2 \ddot{z}(t) + \dots, \qquad (1.29)$$

где b_0, b_1, b_2 — коэффициенты ошибки, которые выражаются через параметры передаточной функции контура.

В гл. 4 приведены примеры выражений для коэффициентов ошибки при различных порядках астатизма контура радиоуправления.

Изменение координат цели может описываться не только квазидетерминированным, но и случайным процессом. Помеха, как правило, является случайным процессом.

Если внешнее возмущение задано в виде случайного процесса, то ошибка управления также будет случайной. Чаще всего такая ошибка оценивается ее дисперсией. В простейшем случае ищется установившаяся дисперсия, которая определяется через спектральную плотность внешнего возмущения $G_{вв}(\omega)$:

$$\sigma_l^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G_{вв}(\omega)|\Phi_к(j\omega)|^2 d\omega, \qquad (1.30)$$

где $\Phi_к(j\omega)$ — комплексная частотная характеристика замкнутого контура, входом которого является точка приложения возмущения, а выходом — точка, в которой определяется ошибка управления. Во многих практических случаях спектральная плотность возмущений из-за помех равномерна в достаточно широкой полосе. При этом можно принимать $G_{вв}(\omega) = G_{вв}(0)$ и вычислять дисперсию ошибки как

$$\sigma_l^2 = \frac{1}{2\pi} G_{вв}(0)\int_0^\infty |\Phi_к(j\omega)|^2 d\omega. \qquad (1.31)$$

В этих случаях закон распределения вероятностей ошибки управления можно считать гауссовским независимо от закона распределения вероятностей возмущения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое вектор состояния летательного аппарата?
2. Какие радиотехнические системы входят в состав комплексов радиоуправления?
3. Каковы основные признаки классификации систем радиоуправления?
4. Как определяются фиксированные и нефиксированные траектории? Что такое кинематическая траектория?
5. В чем отличие двух- и трехточечных методов наведения?
6. Как осуществляется пропорциональное наведение?
7. Как осуществляется наведение по кривой погони и параллельное сближение?
8. Как создается нормальное ускорение при управлении атмосферным летательным аппаратом?
9. Из каких звеньев состоит передаточная функция управляемого объекта для крестокрылого атмосферного летательного аппарата?
10. Какие функциональные задачи решаются с помощью автопилота?
11. Какие особенности имеют системы радиоуправления как замкнутые следящие системы? Из каких звеньев они состоят?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами/Под ред. *Л. С. Гуткина.* — М.: Сов. радио, 1968.

2. *Максимов М. В., Горгонов Г. И.* Радиоуправление ракетами. — М.: Сов. радио, 1964.

3. Космонавтика: Энциклопедия/Под ред. *В. П. Глушко.* — М.: Сов. энциклопедия, 1985.
4. *Крохин В. В.* Информационно-управляющие космические радиолинии. Ч. 1, 2. — М.: 1993.
5. *Меркулов В. И. и др.* Авиационные системы радиоуправления. Ч. 1—4. — М.: Радио и связь, 1997—1998.
6. *Вакулев П. А., Сосновский А. А.* Радиолокационные и радионавигационные системы. — М.: Радио и связь, 1994.

Глава 2
Радиоуправление космическими аппаратами

2.1. Космические аппараты

Космическими аппаратами называют такие летательные аппараты, которые предназначены для полета за пределами земной атмосферы — в космическом пространстве. В зависимости от области космического пространства, в которую направляются КА, различают аппараты ближнего, среднего и дальнего космоса.

Ближний космос — околоземное космическое пространство, удаленное от поверхности Земли до 10...20 тыс. км. ***Средний космос*** — область космического пространства, простирающаяся от 10...20 тыс. км над поверхностью Земли до лунных дальностей (400 тыс. км). ***Дальний космос*** — область космического пространства, расположенная дальше орбиты Луны.

К аппаратам ближнего космоса относятся искусственные спутники Земли, баллистические ракеты, антиракеты, антиспутники. Искусственными спутниками Земли являются КА, обращающиеся по замкнутой орбите вокруг Земли. Баллистическими ракетами (БР) называются КА, предназначенные для поражения удаленных наземных целей. Основную часть траектории — баллистическую кривую — БР проходит при выключенном двигателе под действием начальной скоростн и силы тяжести. Антиракеты и антиспутники— это КА, предназначенные для поражения баллистических ракет и спутников противника.

Космические аппараты, используемые для полетов к Луне или планетам Солнечной системы, называются лунными или межпланетными. Они предназначаются для проведения различных научных исследований. В зависимости от поставленной задачи лунные и межпланетные КА осуществляют облет, посадку на поверхность небесных тел или становятся искусственными спутниками небесных тел. Особый класс представляют лунные и межпланетные КА, возвращающиеся на Землю.

Если КА является обитаемым, т. е. на его борту имеется экипаж, то говорят о космическом корабле в отличие от необитаемых КА, которые называют автоматическими. Как оби-

таемые, так и необитаемые КА можно оборудовать устройствами, позволяющими осуществлять встречу и стыковку в космосе с другими КА. Все обитаемые, а также некоторые необитаемые КА имеют системы, обеспечивающие возвращение их к Земле и посадку на ее поверхность.

По назначению КА можно разделить на следующие классы:

- научно-исследовательские, используемые для изучения физических условий и процессов в космическом пространстве;
- военного назначения (баллистические ракеты, антиракеты, разведывательные ИСЗ и т. д.);
- коммерческие, используемые для решения хозяйственных и прикладных задач (связные, навигационные, геодезические, метеорологические и другие ИСЗ).

На всех КА можно выделить аппаратуру (системы) целевого назначения, обеспечивающие системы и бортовой комплекс управления. К аппаратуре целевого назначения относят различные приборы, применяемые для научных исследований, фототелевизионные устройства, ретрансляторы спутников связи и другую аппаратуру, используемую для решения целевых задач КА.

Обеспечивающие системы (системы электроснабжения, терморегулирования и т. п.) необходимы для создания нормальных условий функционирования КА и его экипажа. Система электроснабжения обеспечивает электроэнергией всю бортовую аппаратуру КА. Электроэнергия в этой системе получается от химических, солнечных или ядерных источников. Основными характеристиками системы электроснабжения являются ее масса и объем, приходящиеся на единицу полезной мощности. При кратковременном действии системы применяются химические источники энергии, а при длительном — солнечные или ядерные. В настоящее время наиболее распространены солнечные батареи. В зависимости от размеров их мощность колеблется от десятков ватт до нескольких киловатт. Фотоэлементы батарей малой мощности размещаются прямо на корпусе КА, а для более мощных делаются специальные панели, ориентируемые на Солнце во время полета КА. Система терморегулирования предназначена для обеспечения требуемого температурного режима КА. Для бортовой аппаратуры нормальными считаются температуры от 0 до 40° С, а для жизнедеятельности экипажа — от 15 до 25° С.

В бортовой комплекс управления входят три основные системы: система управления бортовой аппаратурой, системы ориентации и управления движением и система обмена информацией с наземным комплексом управления. Современные бортовые комплексы управления строятся на основе вычислительных комплексов, иногда образующих распределенную вычислительную сеть из встроенных в указанные системы микропроцессоров. Основными функциями системы управления бортовой аппаратурой являются формирование управляющих воздействий, синхронизация и диагностика работы бортовой аппаратуры. Для пилотируемых КА в состав этой системы вводится подсистема ручного управления КА. Система управления движением обеспечивает ориентацию и стабилизацию КА, управление движением центра масс при маневре, коррекции, спуске. В ее состав могут входить подсистемы автономной навигации, подсистемы сближения и стыковки, а для пилотируемых КА — еще и подсистема ручного управления движением центра масс и вокруг центра масс.

Вся бортовая аппаратура КА должна надежно работать в течение длительного времени в условиях космоса — при повышенной радиации и в состоянии невесомости, а также выдерживать большие перегрузки при выведении КА на орбиту и его торможении при посадке.

2.2. Траектории движения космических аппаратов

2.2.1. Системы координат

Траектории полета КА имеют активные участки, на которых работают двигатели, и пассивные, на которых двигатели не работают. При полете КА активные и пассивные участки могут чередоваться. Точки траектории, в которых выключаются двигатели, называются ***граничными***.

Вывод КА на орбиту, переход с одной орбиты на другую, сближение и стыковка нескольких КА, снижение и посадка на поверхность происходят на активных участках полета. Снижение и посадка на поверхность Земли и других планет, имеющих плотную атмосферу, возможны также при неработающих двигателях за счет аэродинамических свойств КА и применения специальной парашютной системы. Формы траектории и продолжительности активных участков различны в зависимости от решаемых КА задач.

Основную часть времени полета КА находится на пассивных участках траектории. При движении по ним действующие на КА силы известны с относительно высокой точностью. Поэтому в первом приближении можно считать, что траектории пассивного полета являются детерминированными и определяются начальными параметрами движения КА в граничных точках.

Для описания движения КА обычно используют инерциальную систему координат с началом, расположенным в центре ос-

новного поля тяготения, в котором происходит полет КА. При рассмотрении движения КА в пределах земного тяготения используется геоцентрическая система, при полете вокруг Луны, планет или Солнца — селено-, плането- или гелиоцентрическая система.

На рис. 2.1 приведена геоцентрическая экваториальная система координат O_3xyz. Начало координат — центр Земли, опорная плоскость — плоскость экватора. Ось x направлена в точку весеннего равноденствия γ, ось z проходит через Северный полюс, а ось y направлена так, чтобы система координат была правой. Точка весеннего равноденствия находится на линии пересечения эклиптики (плоскости орбиты Земли) с плоскостью экватора Земли. Через эту точку центр Солнца 21 марта переходит из южной половины небесной сферы в северную.

Геоцентрической экваториальной декартовой системе координат соответствует сферическая экваториальная система, в которой положение точки определяется радиусом-вектором ρ и углами: δ — склонения и α — прямого восхождения. Декартовы координаты связаны со сферическими соотношениями

$$x = \rho\cos\delta\cos\alpha,\ \ y = \rho\cos\delta\sin\alpha,\ \ z = \rho\sin\delta. \qquad (2.1)$$

Уравнения орбитального движения КА упрощаются при переходе к орбитальной системе координат, т. е. при описании движения в плоскости. Геоцентрическая орбитальная система $O_3x_\omega y_\omega z_\omega$ изображена на рис. 2.2. Начало координат — центр Земли, опорная плоскость — плоскость орбиты КА. Ось y_ω направлена в точку перигея (перигеем называется ближайшая к центру Земли точка орбиты); ось x_ω располагается в плоскости орбиты и направлена в сторону движения в перигее; ось z_ω дополняет систему до правой. Положение этой системы координат относительно геоцентрической системы O_3xyz определяется тремя углами: наклонением орбиты i, аргументом перигея ω и долготой восходящего узла Ω (℧ — нисходящий узел). Положение КА в плоскости орбиты описывается радиусом-вектором ρ и углом β, отсчитываемым от направления на перигей.



Рис. 2.1. Геоцентрическая экваториальная система координат

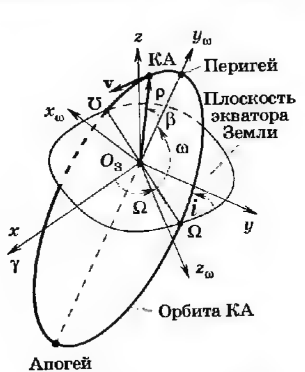


Рис. 2.2. Геоцентрическая орбитальная система координат

Местоположение наземных пунктов удобно определять в жестко связанной с Землей геодезической системе координат $O_3x'y'z'$ (рис. 2.3). Начало геодезической системы — центр Земли, опорная плоскость — плоскость экватора. Ось x' образуется пересечением плоскости Гринвичского меридиана с плоскостью экватора, ось z' проходит через Северный полюс, а ось y' направлена так, чтобы система координат была правой. Геодезической декартовой системе координат соответствует сферическая система, в которой положение точки определяется модулем радиуса-вектора $\mathbf{r}_3$, широтой φ и долготой λ.

Для перехода от декартовых координат к сферическим геодезическим нужно воспользоваться соотношениями (2.1), заменив радиус-вектор ρ на $\mathbf{r}_3$, склонение δ широтой φ, а прямое восхождение α долготой λ.

При наблюдении за КА используют измерительную (топоцентрическую) систему координат $O_т x_т y_т z_т$ (рис. 2.4). Ее центр совмещается с точкой земной поверхности, в которой находит-

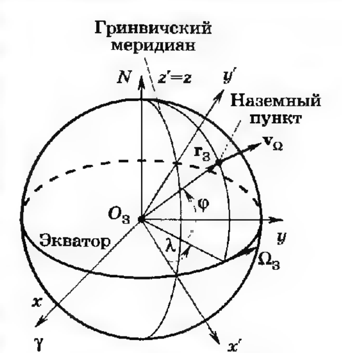


Рис. 2.3. Геодезическая система координат

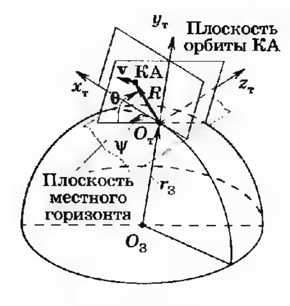


Рис. 2.4. Измерительная (топоцентрическая) система координат

ся измерительный пункт. Ось $x_т$ лежит в плоскости местного горизонта и направляется на север, ось $y_т$ совпадает с местной вертикалью, а ось $z_т$ выбирается так, чтобы система координат была правой. Топоцентрической декартовой системе соответствует сферическая система, в которой положение КА задается радиальной дальностью R, азимутом ψ и углом места θ.

Все точки земной поверхности, оставаясь неподвижными в геодезической системе, перемещаются в геоцентрической системе координат с запада на восток соответственно суточному вращению Земли вокруг оси $z \equiv z'$ с угловой скоростью $\Omega_з \approx$ ≈ 15 град/ч. Линейная скорость (м/с) их движения составляет (см. рис. 2.3)

$$v_\Omega = r_з\Omega_з \cos\varphi \approx 465 \cos\varphi, \qquad (2.2)$$

где $r_з$ — расстояние от центра Земли до рассматриваемой точки, т. е. радиус Земли, среднее значение которого приближенно равно 6371 км; φ — широта рассматриваемой точки.

2.2.2. Виды траекторий

Рассмотрим движение КА при запуске с поверхности Земли (рис. 2.5). Вывод КА на заданную орбиту производится на активном участке AB. Все КА стартуют вертикально вверх, чтобы по кратчайшему пути преодолеть плотные слои атмосферы. Затем автономная инерциальная система управления, изменяя угол тангажа, выводит КА на прямолинейный участок, на котором происходит выключение двигателя. В граничной точке B управление заканчивается. Дальше КА совершает пассивный полет. На рис. 2.5 изображены три варианта траектории пассивного полета КА : БР, ИСЗ и межпланетного КА.

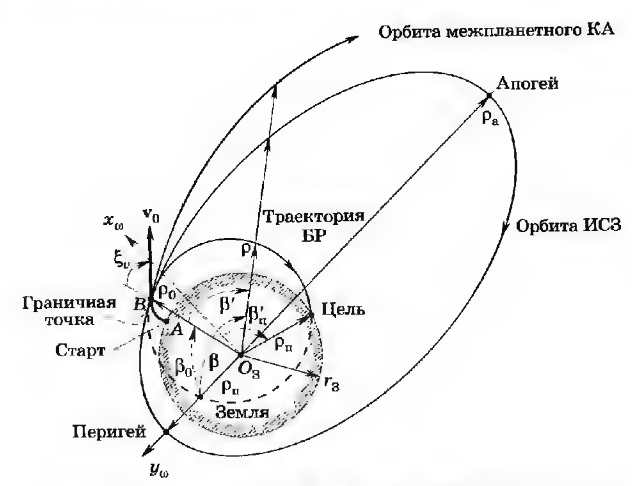


Рис. 2.5. Траектории КА при старте с поверхности Земли

Уравнение траектории полета КА определяется вторым законом Ньютона. Рассматривая КА в качестве материальной точки, имеем

$$\mathbf{J} = \mathbf{F}/m. \qquad (2.3)$$

Здесь $\mathbf{F}$ — результирующий вектор действующих на КА сил; $\mathbf{J}$ — вектор ускорения; m — масса КА.

При пассивном полете КА силу $\mathbf{F}$ удобно представить суммой

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_{гр} + \mathbf{K} = m\mathbf{g} + \mathbf{K}, \qquad (2.4)$$

где $\mathbf{F}_{гр}$ — сила гравитационного притяжения КА центральным полем Земли ($\mathbf{F}_{гр} = m\mathbf{g}$); $\mathbf{g}$ — ускорение свободного падения; $\mathbf{K}$ — сумма возмущающих сил, вызванных отличием формы Земли от сферы, сопротивлением атмосферы, влиянием Солнца, Луны и другими причинами.

Потенциал гравитационного поля

$$U_0 = k_з/\rho, \qquad (2.5)$$

где $k_з = 3{,}986 \cdot 10^5$ км^3/с^2 — гравитационный параметр Земли (произведение гравитационной постоянной на массу Земли); ρ — модуль радиуса-вектора точки в геоцентрической экваториальной системе координат.

Ускорение свободного падения, являясь напряженностью гравитационного поля, в геоцентрической декартовой системе координат находится как

$$\mathbf{g} = -\mathrm{grad}U_0 = -\left(\frac{\partial U_0}{\partial x}\mathbf{i} + \frac{\partial U_0}{\partial y}\mathbf{j} + \frac{\partial U_0}{\partial z}\mathbf{k}\right), \qquad (2.6)$$

где $\mathbf{i}$, $\mathbf{j}$, $\mathbf{k}$ — единичные векторы координатной системы.

С учетом (2.4) — (2.6) выражение (2.3) в проекциях на оси геоцентрической декартовой системы координат можно представить в виде

$$\frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + \frac{\partial U_0}{\partial x} = \frac{K_x}{m};$$
$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + \frac{\partial U_0}{\partial y} = \frac{K_y}{m}; \qquad (2.7)$$
$$\frac{\partial^2 z}{\partial t^2} + \frac{\partial U_0}{\partial z} = \frac{K_z}{m},$$

где K_x, K_y, K_z — проекции возмущающих сил на координатные оси.

Для решения системы из трех дифференциальных уравнений второго порядка при известных значениях K_x, K_y и K_z достаточно шести начальных условий. Такими условиями могут быть три координаты граничной точки x_0, y_0, z_0 и три составляющих вектора скорости в этой точке $\dot{x}_0$, $\dot{y}_0$, $\dot{z}_0$. При учете всех возмущающих факторов интегрирование дифференциальных уравнений (2.7) возможно только численными методами и производится на ЭВМ.

Аналитически уравнения (2.7) удается решить лишь для невозмущенного движения, когда $K_x = K_y = K_z = 0$. В этом случае задача определения траектории КА совпадает с кеплеровской задачей определения орбиты небесных тел [1, 2]. Невозмущенный полет КА происходит в плоскости, проходящей через центр Земли и граничную точку. В этой плоскости лежит вектор скорости КА $\mathbf{v}_0$ (см. рис. 2.5). Движение КА может быть полностью описано в орбитальной плоскости текущими декартовыми координатами x_ω и y_ω или полярными координатами ρ и β. В орбитальной декартовой системе координат уравнения (2.7) при невозмущенном движении имеют вид

$$\frac{d^2x_\omega}{dt^2} + \frac{dU_0}{dx_\omega} = 0; \quad \frac{d^2y_\omega}{dt^2} + \frac{dU_0}{dy_\omega} = 0. \qquad (2.8)$$

Переходя в (2.8) к полярным координатам ρ и β и учитывая (2.5), получаем

$$\ddot{\rho} - \rho\dot{\beta}^2 + k_з/\rho^2 = 0; \qquad (2.9а)$$

$$\frac{d(\rho^2\dot{\beta})}{dt} = 0. \qquad (2.9б)$$

Если выключение двигателей происходит в момент $t = t_0$, то начальными условиями для решения уравнений (2.9) будут (см. рис. 2.5)

$$\rho(t_0) = \rho_0, \;\; \beta(t_0) = \beta_0;$$

$$\dot{\rho}(t_0) = v_0 \cos \xi_v, \;\; \dot{\beta}(t_0) = v_0 \sin \xi_v/\rho_0, \qquad (2.10)$$

где ρ_0 и β_0 — полярные координаты граничной точки; v_0 — начальная скорость КА; ξ_v — угол между вектором начальной скорости и местной вертикалью.

При запуске КА отсчитывать полярный угол от направления на перигей неудобно, так как перигей орбиты еще не определен. Поэтому вводят $\beta' = \beta - \beta_0$ и отсчитывают полярный угол от направления на граничную точку (см. рис. 2.5).

Для определения характеристик орбиты из решения дифференциальных уравнений исключим время. Для уравнений

(2.9) это даст одно соотношение, связывающее координаты ρ и β'. После соответствующих преобразований получим

$$\frac{\rho_0}{\rho} = \frac{1 - \cos \beta'}{2\alpha_0 \sin^2 \xi_v} + \frac{\sin(\xi_v - \beta')}{\sin \xi_v}, \qquad (2.11)$$

где

$$\alpha_0 = \frac{\rho_0 v_0^2}{2k_з} = \left(\frac{mv_0^2}{2}\right)\left(\frac{\rho_0}{k_з m}\right). \qquad (2.12)$$

Параметр α_0 представляет собой отношение кинетической энергии КА к потенциальной в граничной точке.

Решая уравнение (2.11) относительно ρ, получаем

$$\rho = p/[1 + e \cos(\beta' + \beta_0)], \qquad (2.13)$$

где $p = 2\alpha_0\rho_0 \sin^2 \xi_v$; $e^2 = 1 - 2\alpha_0 + 2\alpha_0^2 + (1 - \alpha_0)\cdot 2\alpha_0 \cos 2\xi_v$; $\operatorname{tg} \beta_0 = \alpha_0 \sin 2\xi_v/[1 - \alpha_0(1 - \cos 2\xi_v)]$.

Выражение (2.13) совпадает с канонической формой записи конического сечения. Следовательно, орбита КА является коническим сечением с фокальным параметром p, эксцентриситетом e и фокусом, расположенным в центре Земли. Размер эксцентриситета определяет характер конического сечения: при $e = 0$ будет окружность, при $e < 1$ — эллипс, при $e = 1$ — парабола и при $e > 1$ — гипербола.

Из выражения для e получим энергетический критерий для определения характера орбиты. Находим, что КА будет двигаться:

по окружности, если $\alpha_0 = 1/2$, а $\xi_v = 90°$;

по эллипсу, если $\alpha_0 < 1$;

по параболе, если $\alpha_0 = 1$;

по гиперболе, если $\alpha_0 > 1$.

Определим скорость, которую необходимо сообщить КА для движения по окружности, — ***первую космическую скорость***. Из (2.12) при $\alpha_0 = 1/2$ имеем

$$V_{\text{I}} = \sqrt{k_з/\rho_0}. \qquad (2.14)$$

Если пренебречь высотой граничной точки и считать, что $\rho_0 = r_з \approx 6371$ км, то из (2.14) находим $V_{\text{I}} \approx 7910$ м/с.

Вторая космическая скорость определяется из условия движения по параболе ($\alpha_0 = 1$)

$$V_{\text{II}} = \sqrt{2k_з/\rho_0}. \qquad (2.15)$$

Если $\rho_0 = r_з$, то $V_{\text{II}} = V_{\text{I}}\sqrt{2} \approx 11\,200$ м/с.

Кроме первой и второй космических скоростей различают также ***третью космическую скорость*** V_{III}, под которой понимают минимальную скорость, необходимую КА при старте с поверхности Земли для вывода его за пределы Солнечной системы. Эта скорость находится из рассмотрения движения КА в гравитационном поле Солнца с учетом движения Земли: $V_{III} \approx 16{,}7$ км/с. Отметим, что при полете КА в сфере действия Солнца, Луны или какой-нибудь планеты уравнение его движения будет аналогичным (2.11). Только в этом случае фокус кривой будет находиться в центре небесного тела, создающего поле тяготения, а вместо величины $k_з$ необходимо подставить гравитационный параметр этого тела.

Сказанное справедливо в рамках задачи «двух тел», когда на движение КА основное влияние оказывает тяготение одного небесного тела. Но такое рассмотрение оказывается возможным только в первом приближении. При полете ИСЗ, баллистических ракет и антиракет определяющим является гравитационное поле Земли, а при полете межпланетных КА — последовательно гравитационные поля Земли, Солнца и на заключительном участке — планеты назначения. В отличие от этого движение КА, направляемых к Луне, необходимо рассматривать в рамках задачи «трех тел» [1], поскольку на движение КА существенное влияние одновременно оказывает действие гравитационных полей Земли и Луны.

Из всех траекторий КА наиболее интересны эллиптические (в частном случае — круговые) и гиперболические траектории.

По эллиптическим траекториям движутся искусственные спутники планет, Луны, Солнца, а также баллистические ракеты. По гиперболическим траекториям происходит движение КА, входящего в сферу действия поля тяготения небесного тела (Земли, Луны и т. д.) или выходящего из нее.

Рассмотрим подробнее эллиптические траектории КА. Для конкретности остановимся на траектории ИСЗ. Как было показано ранее, траектория любого КА описывается уравнениями (2.7) и при невозмущенном движении полностью определяется шестью параметрами — начальными условиями в граничной точке. Эллиптическую траекторию задают также и с помощью других шести величин, которые называют ***элементами орбиты***. Большая полуось a и эксцентриситет e определяют размеры и форму эллипса в плоскости орбиты, аргумент перигея ω задает ориентацию эллипса в этой плоскости, а наклонение орбиты i и долгота восходящего узла Ω показывают ориентацию плоскости орбиты в геоцентрической системе координат (см. рис. 2.2). Для определения положения ИСЗ на орбите часто используют время $t_{пер}$ прохождения спутником точки перигея.

Уравнение движения ИСЗ (2.13) в орбитальной системе координат можно выразить через элементы орбиты a и e. Так как фокальный параметр p можно представить в виде $p = a(1 - e^2)$, с учетом $\beta = \beta' + \beta_0$ имеем

$$\rho = \frac{p}{1 + e\cos\beta} = \frac{a(1 - e^2)}{1 + e\cos\beta}, \qquad (2.16)$$

где полярный угол β называется ***истинной аномалией***.

При эллиптическом движении координаты ИСЗ ρ и β не выражаются в виде явных функций времени. Поэтому для их связи с временем вводят вспомогательные величины: эксцентрическую аномалию E и среднюю аномалию μ, которые связаны соотношениями

$$\mu = \sqrt{k_з}(t - t_{пер})/a^{3/2}; \qquad (2.17а)$$

$$E - e\sin E = \mu; \qquad (2.17б)$$

$$\cos\beta = (\cos E - e)/(1 - e\cos E). \qquad (2.17в)$$

При известных величинах a, e и $t_{пер}$ с помощью (2.16) и (2.17) находят ρ и β для любого момента времени t.

2.2.3. Выбор траекторий

При полете КА различают попадающие, номинальные, фактические и расчетные траектории. ***Попадающими*** (необходимыми) называются такие траектории, при движении по которым обеспечивается выполнение поставленной задачи. ***Номинальной*** (кинематической) является одна из попадающих траекторий, выбранная для полета конкретного КА. Если бы управление было абсолютно точным и все возмущения были учтены, КА двигался бы по номинальной траектории. ***Фактической*** является траектория, по которой происходит действительное движение КА. ***Расчетная*** траектория устанавливается путем расчета на основе данных, полученных в результате контроля фактической траектории.

Рассмотрим номинальные траектории различных КА и факторы, которые принимаются во внимание при их выборе. Остановимся вначале на определении траектории, по которой должна лететь баллистическая ракета. Если не учитывать несферичность Земли и ее вращение, то можно считать, что пассивный полет ракеты происходит в плоскости, проходящей

через граничную точку, центр Земли и цель (см. рис. 2.5). Движение любого КА на пассивном участке траектории, в том числе и БР, описывается уравнением (2.11). Поскольку модуль радиуса-вектора граничной точки ρ_0 для таких ракет немногим отличается от значения r_3, в первом приближении можно пренебречь высотой граничной точки над поверхностью Земли и допустить, что $\rho_0 \approx r_3$. Тогда траектория ракеты будет зависеть всего от двух параметров: скорости v_0 и угла ξ_v.

Для попадания в цель траектория БР должна проходить через точку цели с координатами $\rho = \rho_ц = r_3$ и $\beta' = \beta'_ц$. Подставляя эти координаты в уравнение (2.11) и учитывая (2.12), а также $\rho_0 \approx r_3$, получаем соотношение, которому должны удовлетворять параметры ξ_v и v_0:

$$2k_3 \frac{1 - \cos \beta'_ц}{2r_3 v_0^2 \sin^2 \xi_v} + \frac{\sin(\xi_v - \beta'_ц)}{\sin \xi_v} = 1. \quad (2.18)$$

Для определения двух неизвестных параметров имеем одно уравнение. Значит, существует множество совокупностей v_0 и ξ_v и соответствующее им множество попадающих траекторий БР, обеспечивающих решение данной задачи. Среди них нужно выбрать номинальную траекторию. При ее выборе должны быть учтены дополнительные факторы, главным из которых является расход энергии ракетных двигателей. Среди всех попадающих траекторий имеется такая, которая требует минимальной скорости в момент выключения двигателей, т. е. минимальных затрат энергии. Такая траектория называется оптимальной в энергетическом смысле, а угол $\xi_v = \xi_{опт}$, при котором она обеспечивается, называется оптимальным. Найдем этот угол.

Решим уравнение (2.18) относительно v_0:

$$v_0^2 = \frac{k_3}{r_3} \frac{1 - \cos \beta'_ц}{\sin^2 \xi_v + \sin(\beta'_ц - \xi_v) \sin \xi_v}. \quad (2.19)$$

Последнее выражение можно рассматривать как функцию $v_0 = f(\xi_v)$. Минимум ее будет при $\xi_v = \xi_{опт}$. Приравняв к нулю производную $\frac{\partial v_0^2}{\partial \xi_v}$, после тригонометрических преобразований получим $\xi_{опт} = (\beta'_ц + \pi)/4$.

При малых дальностях полета ($\beta'_ц \ll \pi$) оптимальный угол запуска приближается к 45°. С ростом дальности он увеличивается, стремясь к 90° при $\beta'_ц = 180°$. Таким образом, номинальная траектория БР, выбранная из соображения минимального расхода энергии ракетных двигателей, описывается уравнением (2.11), в котором $\xi_v = \xi_{опт}$, а v_0 находится из выражения (2.19).

В геоцентрической экваториальной системе координат плоскость траектории БР неподвижна, а все точки земной поверхности, в том числе и место старта, вращаются с угловой скоростью Ω_3. За время $T_{БР}$ полета ВР цель переместится в восточном направлении на расстояние, равное согласно (2.2) $l \approx 465\ T_{БР} \cos \varphi$, м. Поэтому плоскость траектории БР в момент старта должна проходить не через цель, а через точку, расположенную на расстоянии l к западу от цели.

Вращение старта влияет на значение и направление скорости, которую необходимо сообщить БР на активном участке. Из-за вращения Земли ракета уже на стартовой позиции обладает линейной скоростью v_Ω, значение которой зависит от широты старта согласно формуле (2.2). Вектор этой скорости $\mathbf{v}_\Omega$ расположен перпендикулярно к плоскости меридиана в точке старта и направлен с запада на восток. Ракета в граничной точке должна иметь скорость $\mathbf{v}_\Omega$. Таким образом, на активном участке ей фактически требуется сообщить скорость, равную $v_0 - v_\Omega$. Этим и объясняются меньшие расходы энергии ракетных двигателей при старте в восточном направлении. Для учета несферичности Земли, влияния атмосферы и других возмущающих факторов в выражение для номинальной траектории вносят необходимые поправки.

Выбор номинальной орбиты ИСЗ определяется его назначением. Так, для спутников связи наиболее важны размеры зоны видимости спутника с поверхности Земли и продолжительность связи абонентов. Уникальной в этом смысле является геостационарная орбита. Искусственный спутник Земли, выведенный на геостационарную орбиту (запущенный в сторону вращения Земли на экваториальную круговую орбиту с высотой H = 35 870 км), совершает один оборот вокруг Земли за звездные сутки (23 ч 56 мин 04 с). Поскольку за это же время Земля совершает 1 оборот вокруг своей оси, то наземному наблюдателю спутник будет казаться неподвижным. Отличие звездных суток от используемых в повседневной жизни солнечных суток (24 ч) объясняется тем, что за год Земля, вращаясь вокруг своей оси, делает один оборот вокруг Солнца. Поэтому звездный год на сутки меньше солнечного.

Зона видимости геостационарного ИСЗ охватывает 163°, поэтому практически для обеспечения связью всей поверхности Земли, за исключением районов, расположенных вблизи полюсов, достаточно трех спутников.

При использовании геостационарных спутников (ГСС) антенны земных абонентов наводятся в точки стояния этих спутников и остаются неподвижными. Указанное свойство ГСС способствовало широкому использованию их для создания национальных, региональных и глобальных систем связи и вещания. Уникальность геостационарной орбиты привела к тому, что она стала рассматриваться как ограниченный естественный ресурс, принадлежащий всему человечеству, а выделение точек стояния (размещения) ГСС стало жестко регламентироваться международными соглашениями.

Систему связи в высокоширотных областях хорошо обеспечивают спутники связи на высокоэллиптических синхронных орбитах (т. е. орбитах, период обращения по которым кратен времени оборота Земли вокруг своей оси). Для создания непрерывной связи на всей территории России достаточно трех спутников «Молния» выведенных на высокоэллиптическую 12-часовую орбиту с наклонением 65°, апогеем в Северном полушарии порядка 40000 км и перигеем 550...800 км.

В последние годы были созданы глобальные системы связи на базе низкоорбитальных спутников [3]. Такой в частности является система «Иридиум», состоящая из 66 спутников, равномерно разнесенных по 11 круговым полярным орбитам высотой 780 км. Все спутники завязаны в общую сеть межспутниковыми линиями и обеспечивают персональную связь на малогабаритную аппаратуру размером с обычную телефонную трубку.

При построении навигационной системы и выборе орбиты ее спутников главным требованием является обеспечение глобальной оперативной навигации подвижных объектов. Так, российская глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС базируется на 24 КА с круговыми орбитами высотой 19 100 км и наклонением 64,8°, равномерно разнесенными в трех плоскостях по 8 КА в каждой. Аналогичная американская система GPS состоит из 24 штатных КА с круговыми синхронными орбитами высотой 20 000 км и наклонением 55°, разнесенными в шести плоскостях по 4 КА в каждой.

При выводе спутника граничной точкой может служить любая точка заданной орбиты. Однако можно показать, что минимальные затраты энергии двигателей получаются тогда,

когда такой точкой будет перигей. В этом случае необходимо, чтобы вектор скорости в конце активного участка занимал горизонтальное положение, а его значение превышало скорость V_I для данной точки.

Скорость вращающегося по эллиптической орбите ИСЗ в перигее и апогее (см. рис. 2.5) составляет

$$v_{пер} = \sqrt{\frac{k_З \rho_{ап}}{a \rho_{пер}}}; \quad v_{ап} = \sqrt{\frac{k_З \rho_{пер}}{a \rho_{ап}}},$$

где $\rho_{пер}$ и $\rho_{ап}$ — расстояния от центра Земли до точек перигея и апогея; a — большая полуось орбиты.

Если высота перигея орбиты, на которую выводится ИСЗ, невелика, то режим полета рассчитывается так, чтобы двигатели ракеты-носителя работали на всей траектории вывода (участок *AB* на рис. 2.6). Если же ИСЗ запускается на высокую орбиту, то траектория вывода может оказаться сложнее и будет иметь как активные, так и промежуточные пассивные участки.

На рис. 2.6 показаны два варианта вывода ИСЗ на высокую круговую орбиту радиусом ρ_1, активные участки траектории выделены полужирными линиями. В одном варианте с помощью ракеты-носителя ИСЗ выводится первоначально в точку *B*, являющуюся перигеем промежуточной эллиптической орбиты. После этого двигатель выключается и ракета совершает пассивный полет по промежуточной эллиптической орбите до точки апогея *C* этой орбиты. В точке *C* двигатель

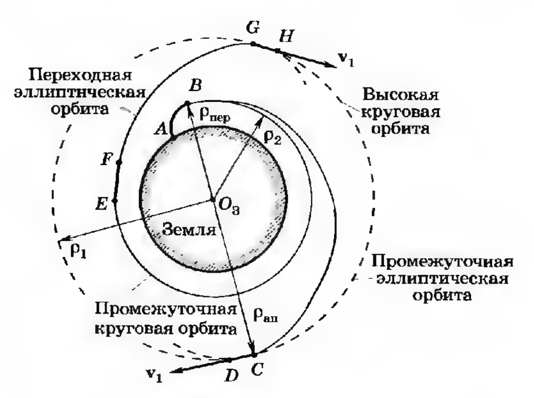


Рис. 2.6. Сложные траектории вывода ИСЗ

включается повторно. Сообщаемый дополнительный импульс тяги на участке CD должен быть таким, чтобы скорость ракеты возросла до значения $\upsilon_1 = V_\text{I}$, соответствующего круговой орбите радиусом ρ_1.

Если с наземных пунктов управления требуется контролировать наиболее ответственные участки полета, то возможен другой вариант вывода ИСЗ. Так, заключительный этап вывода ИСЗ на высокую круговую орбиту радиусом ρ_1 может быть осуществлен на активном участке GH, находящемся в пределах видимости с пункта старта A. Для этого ИСЗ сначала запускают на промежуточную круговую орбиту радиусом ρ_2, затем на участке EF его переводят на переходную эллиптическую орбиту и, наконец, на активном участке GH выводят на требуемую орбиту радиусом ρ_1.

При межпланетных полетах КА должен выйти из сферы действия гравитационного поля Земли, радиус которого составляет приблизительно 924 000 км, пройти участок в поле тяготения Солнца и войти в сферу действия гравитационного поля планеты назначения. Для выхода из сферы действия гравитационного поля Земли КА необходимо разогнать до скорости, не меньшей местной параболической скорости V_II (см. (2.15)). Часто межпланетные КА стартуют с борта тяжелых спутников, выведенных предварительно на промежуточную орбиту и обладающих уже значительной скоростью.

Энергетика современных химических видов топлива позволяет выполнять полеты в поле тяготения Солнца лишь по эллиптическим орбитам. При движении по эллиптической орбите, соприкасающейся с орбитами Земли и планеты назначения, требуется наименьшая начальная скорость, а значит, и наименьшая энергия двигателей (рис. 2.7). Такие орбиты называются ***полуэллиптическими***. Полет по ним продолжается относительно длительное время. Меньшим будет время полета по эллиптической гелиоцентрической орбите, пересекающей орбиту планеты. Для полета по пересекающим орбитам требуется некоторое увеличение начальной скорости. Так, для полета к Венере увеличение минимально необходимой скорости $\upsilon_0 = V_\text{II} = 11{,}25$ км/с при высоте $H = 200$ км на 2 км/с уменьшает длительность полета до 85 суток вместо прежних 146 суток.

Рис. 2.7. Траектории полета КА к Венере и Марсу

На заключительном этапе межпланетного перелета КА входит в сферу действия планеты назначения. При этом его скорость превышает местную параболическую. Поэтому, если КА не затормозится в плотных слоях атмосферы или его скорость не уменьшится с помощью тормозных ракетных двигателей, он пролетит мимо планеты и станет спутником Солнца, если, конечно, не произойдет непосредственного столкновения с планетой. Для посадки в заданном районе планеты КА вначале может быть выведен на орбиту спутника этой планеты. При мягкой посадке скорость КА относительно небесного тела должна быть снижена до значений, близких нулю.

2.2.4. Особенности выбора траектории при сближении

Обычно при сближении КА маневр совершает один из них. Второй КА при этом движется по неизменной траекторий, определяемой внешними силами, действующими на этот КА. Маневрирующий КА называют активным (АКА), неманеврирующий— пассивным (ПКА).

Необходимые маневры АКА определяются в относительной системе координат, начало которой связывают с ПКА. Одна из таких систем координат, называемая относительной, вращающейся с осями $x_\text{в}$ и $y_\text{в}$, показана на рис. 2.8. Характер движения ПКА проще движения АКА, и траектория ПКА может быть спрогнозирована на достаточно продолжительное время. Поскольку расстояние между КА в течение всего времени сближения остается существенно меньше расстояния до центра планеты, уравнения движения в относительной системе координат линеаризуются и могут быть представлены в виде системы линейных дифференциальных уравнений [1]. Это существенно упрощает расчет необходимого маневра КА, а сам маневр в наиболее простом слу-

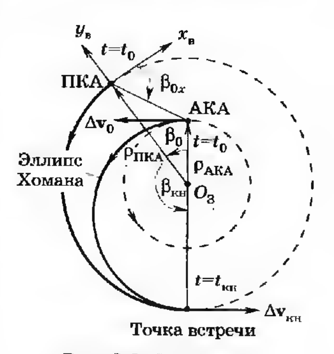


Рис. 2.8. Диаграмма сближения КА по эллипсу Хомана при расположении активного КА на более низкой орбите

чае выполняется с помощью двух программных импульсов тяги, создаваемых сближающе-корректирующей двигательной установкой и приводящих к импульсному изменению вектора скорости АКА. Первый импульс переводит АКА на траекторию сближения, второй гасит взаимные скорости КА в точке встречи. Такой метод называется ***сближением по свободным траекториям***. В промежутке между двумя импульсами тяги АКА движется свободно, под действием только внешних сил. Траектория этого свободного движения зависит от начальных условий и времени, выделяемого на сближение.

Если допустить свободный выбор начальных условий и времени сближения, то возможна оптимизация для достижения минимальных энергетических затрат. В этом случае для КА, двигающихся в одной плоскости по круговым орбитам, оптимальным будет сближение по переходному эллипсу Хомана. Как видно из рис. 2.8, эллипс Хомана является касательным к круговым орбитам сближающихся КА. Его перигей находится в точке начала маневра АКА, если он располагается на более низкой орбите, либо в точке встречи при расположении АКА на более высокой орбите. Точка апогея, наоборот, совпадает с точкой встречи при расположении АКА на более низкой орбите либо находится в точке начала маневра этого КА при его расположении на более высокой орбите. Оба импульса изменения скорости КА в начале $\Delta \mathbf{v}_0$ и в конце $\Delta \mathbf{v}_{\text{кн}}$ процесса маневра прикладываются по касательным к первоначальным орбитам КА. Но при расположении АКА на более низкой орбите импульсы изменения скорости должны быть направлены по движению, а при расположении его на более высокой орбите — против движения космических аппаратов. Активный КА в зависимости от того, где он находится: на более высокой орбите или на более низкой, должен опережать или отставать от ПКА на некоторый центральный угол β_0. Размер этого угла зависит от разности высот орбит и может быть найден с учетом того, что точки начала маневра и встречи в хомановском движении разнесены ровно на половину переходного эллипса Хомана (рис. 2.8):

$$\beta_0 + \beta_{\text{кн}} = 180°.$$

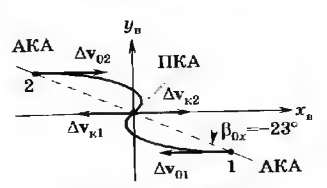


Рис. 2.9. Траектории хомановского сближения КА в относительной вращающейся системе координат

Траектории сближения по эллипсу Хомана в относительной вращающейся системе координат показаны на рис. 2.9. Такими они будут представляться наблюдателю, находящемуся на ПКА, оси которого ориентированы по осям относительной вращающейся системы координат. Траектория в верхнем левом квадранте на рис. 2.9 соответствует движению АКА, находящегося на более высокой орбите. В правом нижнем квадранте показан маневр АКА, который движется по более низкой орбите. Оптимальное по энергетическим затратам хомановское движение накладывает жесткие ограничения на начальные условия маневра сближения. Кроме того, хомановское сближение является достаточно длительным. Поэтому помимо хомановского используются и другие разновидности сближения по свободным траекториям, которые требуют большего расхода топлива.

Сближение по свободной траектории обычно проводят при достаточно большом расстоянии между КА (от десятков и более километров). Для участка причаливания, который характеризуется малыми расстояниями, точность сближения по свободным траекториям недостаточна.

На участках причаливания, а иногда и во всем диапазоне дальностей применяется ***метод сближения по линии визирования*** (рис. 2.10). Для реализации этого метода требуется более простая аппаратура, он может применяться для сближения с ПКА, орбита которого заранее не известна. Однако при этом необходимы большие энергетические затраты двигательной установки, которые сильно возрастают, когда время выполнения маневра приближается к орбитальному периоду. При сближении по линии визирования система управления стремится так управлять положением АКА, чтобы линия, соединяющая космические аппараты (линия визирования), в течение всего процесса сближения оставалась параллельной самой себе. В относительной системе координат $Ox_\text{в}y_\text{в}$, связанной с ПКА и осями, перемещающимися параллельно самим себе, траектория АКА будет прямой линией. В этом смысле



Рис. 2.10. Диаграмма сближения КА по линии визирования

рассматриваемый метод аналогичен методу параллельного сближения, описанному в гл. 1. Отличие состоит в том, что в данном случае одновременно с управлением угловым положением АКА относительно ПКА осуществляется также управление скоростью их взаимного сближения. При этом скорость сближения уменьшается по мере уменьшения расстояния между КА и обеспечивается их мягкая стыковка.

2.3. Командное корректирующее управление космическим аппаратом

2.3.1. Задачи и способы управления

Управление КА включает в себя управление его движением и управление работой бортовой аппаратуры и действиями экипажа. В свою очередь управление движением состоит в ориентации и стабилизации корпуса КА относительно центра масс и в управлении движением центра масс.

Ориентацию и стабилизацию выполняют автономные системы, входящие в бортовой комплекс управления КА. Система ориентации совмещает систему координат, связанную с корпусом КА, с выбранными опорными направлениями, соответствующими базовой (опорной) системе координат. Опорные направления могут задаваться, например, инерциальными системами или оптическими системами, визирующими небесные тела. Они могут быть образованы также с помощью радиомаяков, установленных в определенных точках на поверхности Земли. Для совмещения в пространстве трехосной координатной системы должны использоваться два опорных направления. В тех случаях, когда оказывается достаточным ориентировать лишь одну ось КА, нужно иметь всего одно опорное направление, например местную вертикаль при орбитальных полетах ИСЗ.

Система стабилизации поддерживает необходимое положение в пространстве связанной системы координат КА, нарушаемое вследствие действия возмущающих моментов.

Ориентация и стабилизация КА необходимы для обеспечения заданного направления тяги двигателя, без чего невозможно произвести желаемое изменение траектории. При управлении баллистическими ракетами, как и при управлении снарядами, системы ориентации и стабилизации объединены и ориентация производится перед стартом, например установкой осей гироскопической системы координат в соответствующее положение. При управлении ИСЗ и КА дальнего космоса,

находящимися в полете длительное время, ориентация выполняется неоднократно. Система ориентации КА используется также для наведения бортовых антенн на наземные пункты или другие объекты и панелей солнечных батарей на Солнце.

При управлении движением центра масс наибольшее значение имеют командное корректирующее радиоуправление с наземного пункта (КРУ-I) и автономное управление, а на этапах сближения и стыковки двух КА — «наведение на себя» (КРУ-III) и самонаведение.

Корректирующее управление характеризуется разнесением во времени процессов контроля траектории КА и изменения ее параметров. При этом контроль выполняется в течение длительного времени орбитального полета, а коррекция траектории — за малое время движения на активном участке.

Фактические параметры движения центра масс КА характеризуются шестимерным вектором $\mathbf{h}_ф = \{h_{ф1}, h_{ф2}, ..., h_{ф6}\}$. С помощью измерительных радиосистем производится оценка значений этих параметров, в результате чего определяется расчетный шестимерный вектор $\mathbf{h}_р = \{h_{р1}, h_{р2}, ..., h_{р6}\}$. В ЭВМ по найденному $\mathbf{h}_р$ рассчитываются траектория движения КА и ее отличие от номинальной траектории, определяемой совокупностью параметров $\mathbf{h}_н = \{h_{н1}, h_{н2}, ..., h_{н6}\}$. На основании анализа отклонения расчетной траектории от номинальной в центре управления полетом КА принимается решение о целесообразности коррекции движения КА, определяется подходящая попадающая траектория и вычисляется программа коррекции.

При командном корректирующем радиоуправлении с наземного пункта параметры движения КА можно измерять не только на Земле, но и на борту КА, что соответствует командному радиоуправлению типа II (КРУ-II). В этом случае результаты измерений должны передаваться на Землю. При полетах КА к другим планетам по мере удаления от Земли и приближения к цели точность измерений с командного пункта падает, а точность измерений, проведенных на борту, возрастает. Для низкоорбитальных ИСЗ дистанционного зондирования Земли и разведывательных спутников целесообразно определять свои координаты на борту по сигналам спутниковых навигационных систем GPS/ГЛОНАСС.

Для проведения коррекции необходимо в определенной точке орбиты к центру масс КА приложить импульс силы, изменяющей значение и направление вектора скорости КА. В результате КА совершит маневр и начнет двигаться по попадающей орбите, определяемой новыми начальными условия-

ми. Корректирующий импульс создается ракетными двигателями. Последние включаются в расчетный момент времени программно-временным устройством, которое входит в бортовой комплекс и в которое по командной радиолинии предварительно закладывается программа коррекции. Результаты коррекции контролируются измерительными системами.

Различают два вида маневров КА: ***продольные и боковые***. Первые изменяют параметры орбиты КА без поворота ее плоскости, а вторые приводят к изменению положения плоскости орбиты КА в инерциальном пространстве.

Ошибки управления движением центра масс КА характеризуют обобщенный вектор промаха. В общем случае он имеет шесть компонент: три координатные и три скоростные: $\delta\mathbf{h} = \{\delta h_1, \ldots, \delta h_6\}$. Компоненты вектора промаха вычисляются для фиксированных моментов времени или для заданных значений определенных параметров, например углового расстояния от фиксированной точки. Для фиксированного момента времени первые три компоненты вектора промаха представляют собой отклонения фактических координат КА от тех, которые были бы в этот момент при движении КА по номинальной траектории. Три другие компоненты показывают аналогичные отклонения составляющих вектора скорости КА.

Учет всех шести компонент вектора промаха важен в таких задачах, как, например, стыковка КА или мягкая посадка в заданную область на поверхности небесных тел. При жесткой посадке вектор скорости КА не имеет значения и можно ограничиться трехмерным вектором промаха. Промах БР определяется только двумя компонентами: отклонениями точки падения по дальности и по направлению.

Для КА, находящихся на эллиптических орбитах, вместо обобщенного вектора промаха часто используют обобщенный вектор ошибок $\delta\mathbf{Q}$. Компоненты вектора ошибок определяют отклонения элементов фактической орбиты от элементов номинальной: $\delta\mathbf{Q} = \{\delta a, \delta e, \delta i, \delta\Omega, \delta\omega, \delta t_{\text{пер}}\}$, где δa — отклонение большой полуоси; δe — отклонение эксцентриситета; δi — отклонение угла наклонения; $\delta\Omega$ — отклонение долготы восходящего узла; $\delta\omega$ — отклонение аргумента перигея и $\delta t_{\text{пер}}$ — отклонение времени прохождения КА перигея орбиты. В качестве компонент вектора $\delta\mathbf{Q}$ можно взять отклонения других параметров орбиты, не являющихся ее элементами. Так, для связных ИСЗ наиболее важно обеспечить стабильность периода обращения $T_{\text{ИСЗ}}$. При небольших коррекциях орбиты связных ИСЗ достаточно рассматривать отклонения $\delta T_{\text{ИСЗ}}$ как единственную компоненту вектора ошибок.

Рассмотрим, как рассчитывается коррекция движения КА. Ограничимся случаем коррекции движения в плоскости орбиты. Обратимся к рис. 2.11. Допустим, что КА должен достигнуть области назначения радиусом $h_{\text{н}}$ с центром в точке с координатами $\rho_{1\text{н}}$ и $\beta_{1\text{н}}$.

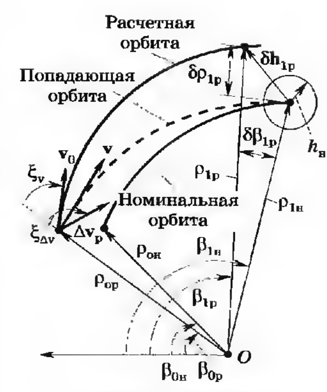


Рис. 2.11. Коррекция движения КА в плоскости орбиты

Свободное движение КА в плоскости орбиты описывается уравнением (2.11). Учитывая (2.10), убеждаемся, что оно связывает текущие координаты КА ρ и β с начальными условиями (обозначенными индексом 0), т. е. является функцией

$$F(\rho, \beta, \rho_0, \beta_0, \dot\rho_0, \dot\beta_0) = 0. \quad (2.20)$$

Производные $\dot\rho_0$ и $\dot\beta_0$ связаны с модулем v_0 вектора скорости КА и углом ξ_v, определяющим его направление, соотношениями

$$\dot\rho_0 = v_0 \cos\xi_v, \;\; \dot\beta_0 = v_0 \sin\xi_v/\rho_0. \quad (2.21)$$

Если начальные условия в некоторый момент времени t_0 равны $\rho_0 = \rho_{0\text{н}}$, $\beta_0 = \beta_{0\text{н}}$, $\dot\rho_0 = \dot\rho_{0\text{н}}$, $\dot\beta_0 = \dot\beta_{0\text{н}}$, то КА будет двигаться по номинальной орбите и в момент t_1 пройдет через центр области назначения (начальные условия с индексами 0н соответствуют номинальной орбите, а с индексами 0р — расчетной).

Допустим, что результаты измерения параметров движения показывают, что в момент t_0 КА будет находиться в точке с координатами $\rho_{0\text{р}}$, $\beta_{0\text{р}}$ и иметь составляющие скорости $\dot\rho_{0\text{р}}$ и $\dot\beta_{0\text{р}}$. Принимая эти значения в качестве начальных условий и подставляя их в уравнение (2.20), получаем расчетную орбиту КА.

Знание расчетной орбиты позволяет прогнозировать ожидаемый вектор промаха. В рассматриваемом случае вектор промаха имеет две компоненты: $\delta\mathbf{h}_{1\text{р}} = \{\delta\rho_{1\text{р}}, \delta\beta_{1\text{р}}\}$. Так как $\delta\beta_{1\text{р}} \ll 1$, то модуль вектора промаха

$$|\delta\mathbf{h}_{1\text{р}}| \approx \sqrt{(\delta\rho_{1\text{р}})^2 + (\rho_{1\text{н}}\delta\beta_{1\text{р}})^2}.$$

Если $|\delta\mathbf{h}_{1\text{р}}| > h_{\text{н}}$, то промах больше допустимого и необходима коррекция орбиты. Предположим, что она начинается в момент t_0 и приращения координат КА за время ее проведе-

ния пренебрежимо малы. Коррекция рассчитывается из условия перевода КА на попадающую орбиту, т. е. орбиту, проходящую через граничную точку с координатами $\rho_{0р}$, $\beta_{0р}$, и центр области назначения — точку с координатами $\rho_{1н}$, $\beta_{1н}$. Коррекция осуществляется изменением вектора скорости КА.

Начальные условия попадающей орбиты

$$\rho_{0р} = \rho_{0р};\quad \beta_{0р} = \beta_{0р};\quad \dot\rho_0 = \dot\rho_{0р} + \Delta\dot\rho_{0р};\quad \dot\beta_0 = \dot\beta_{0р} + \Delta\dot\beta_{0р}.$$

Величины $\Delta\dot\rho_{0р}$ и $\Delta\dot\beta_{0р}$ определяются из условий сведения к нулю компонент вектора промаха КА $\delta\rho_{1р}$ и $\delta\beta_{1р}$. Соответственно должны быть изменены составляющие вектора скорости $\dot\rho_{0р}$ и $\dot\beta_{0р}$ в расчетной точке коррекции.

Для установления зависимости между компонентами вектора промаха и отклонениями составляющих вектора скорости от расчетных значений воспользуемся выражением (2.20). Рассматривая его сначала как функцию ρ от $\dot\rho_0$ и $\dot\beta_0$, а затем как β от $\dot\rho_0$ и $\dot\beta_0$ (при этом не требуется представлять функцию в явном виде), вычисляем полные дифференциалы $d\rho$ и $d\beta$ и заменяем бесконечно малые приращения конечными. В результате получим системы линейных уравнений

$$\delta\rho = A_{11}\Delta\dot\rho_0 + A_{12}\Delta\dot\beta_0, \qquad (2.22)$$

$$\delta\beta = A_{21}\Delta\dot\rho_0 + A_{22}\Delta\dot\beta_0.$$

Здесь $A_{11} = \dfrac{\partial\rho}{\partial\dot\rho_0}$, $A_{12} = \dfrac{\partial\rho}{\partial\dot\beta_0}$; $A_{21} = \dfrac{\partial\beta}{\partial\dot\rho_0}$, $A_{22} = \dfrac{\partial\beta}{\partial\dot\beta_0}$ — частные производные, вычисляемые для попадающей орбиты в момент t_0 и называемые ***баллистическими*** или ***изохронными***.

При небольших коррекциях орбиты, наиболее часто имеющих место на практике, частные производные для попадающей и номинальной орбит отличаются незначительно. Поэтому при расчете коррекции можно использовать производные, вычисленные для номинальной орбиты в момент времени t_0.

Из (2.22) находим, что компоненты вектора промаха $\delta\rho = \delta\rho_{1р}$ и $\delta\beta = \delta\beta_{1р}$ будут сведены к нулю, если расчетные значения составляющих вектора скорости изменить на величины

$$\Delta\dot\rho_{0р} = \frac{1}{|A_{ij}|}\begin{vmatrix}\delta\rho_{1р} & A_{12}\\ \delta\beta_{1р} & A_{22}\end{vmatrix};\quad \Delta\dot\beta_{0р} = \frac{1}{|A_{ij}|}\begin{vmatrix}A_{11} & \delta\rho_{1р}\\ A_{21} & \delta\beta_{1р}\end{vmatrix},$$

где $|A_{ij}| = \begin{vmatrix}A_{11} & A_{12}\\ A_{21} & A_{22}\end{vmatrix}$ — определитель системы (2.22).

Используя соотношение (2.21), нетрудно найти требуемое приращение модуля вектора скорости КА $\Delta v_р$ и угол $\xi_{\Delta v}$, определяющий направление корректирующего импульса тяги. В результате проведения коррекции КА должен двигаться по попадающей орбите, для которой вектор скорости в граничной точке $\mathbf{v} = \mathbf{v}_0 + \Delta\mathbf{v}_р$.

Ошибки при проведении коррекции орбиты главным образом обусловлены погрешностями измерения параметров движения, а также недостаточно точными сведениями о физических константах и различными неучтенными возмущениями. Указанные величины приводят к ошибкам в определении начальных условий и не позволяют точно рассчитать необходимую траекторию движения. Кроме того, при отработке корректирующих маневров вносятся ошибки, связанные с погрешностями ориентации и стабилизации КА и с неточностью формирования корректирующего импульса.

Командное управление работой бортовой аппаратуры КА с наземного пункта во многом аналогично рассмотренному командному корректирующему управлению движением. Фактическое состояние бортовой аппаратуры и окружающей среды, характеризуемое вектором состояния $\mathbf{v}_ф = \{v_{ф1}, v_{ф2}, ..., v_{фn}\}$, где, например, $v_{ф1}$ — напряжение батарей питания, $v_{ф2}$ — давление и т. д., фиксируется соответствующими бортовыми датчиками. В перерывах между сеансами связи показания датчиков могут записываться в бортовом запоминающем устройстве. Во время сеансов связи запомненные, а также текущие показания датчиков через телеметрическую систему поступают на наземный пункт. На пункте они выделяются, регистрируются и направляются в центр управления полетом КА на обработку для анализа и принятия решения. В результате обработки определяется вектор состояния $\mathbf{v}_р = \{v_{р1}, v_{р2}, ..., v_{рn}\}$, рассчитанный на основании данных телеметрического контроля фактического состояния бортовой аппаратуры $\mathbf{v}_ф$.

Необходимое состояние бортовой аппаратуры априорно известно и характеризуется вектором $\mathbf{v}_н = \{v_{н1}, v_{н2}, ..., v_{нm}\}$. (Очевидно, $m < n$, поскольку управление осуществляется не по всем контролируемым параметрам.) На основании совместного анализа значений $\mathbf{v}_р$ и $\mathbf{v}_н$, выполняемого с помощью ЭВМ, в центре управления принимается решение. Если в аппаратуре КА замечаются какие-либо неполадки или возникает необходимость изменения режимов работы, то на командном пункте формируются команды управления, которые с помощью системы передачи команд передаются на КА. Команды либо немедленно выполня-

ются, либо записываются в программно-временное устройство для последующего исполнения. Результаты исполнения команды контролируются телеметрической системой.

2.3.2. Радиотехнические комплексы командного управления

В системе командного управления КА можно выделить бортовой и наземный комплексы управления (БКУ и НКУ). Обмен информацией между этими комплексами осуществляется командно-измерительной системой (КИС). Он возможен как непосредственно с наземной станцией КИС при пролете КА в зоне ее видимости, так и через спутник-ретранслятор (СР), одновременно видимый с КА и станции КИС (рис. 2.12). Кроме того, иногда для обмена информацией между бортовым и наземным комплексами управления целесообразно использовать целевую (специальную) радиолинию, предназначенную для передачи (приема) информации, полученной целевыми системами КА в процессе их работы.

Обобщенная функциональная схема на рис. 2.13 поясняет процедуру командного управления КА при непосредственной

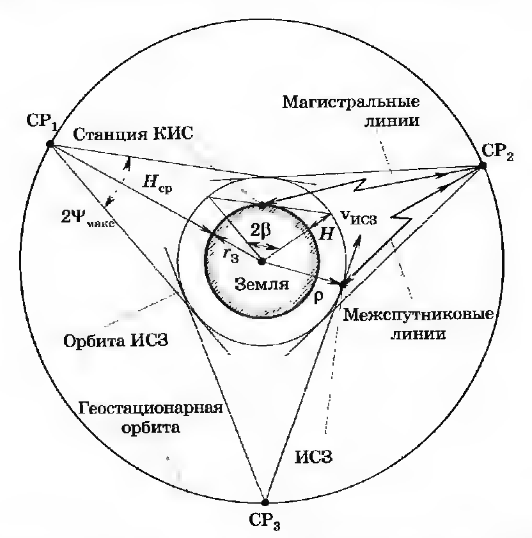


Рис. 2.12. Схема управления низкоорбитальными ИСЗ при использовании геостационарных спутников-ретрансляторов

Рис. 2.13. Обобщенная функциональная схема командного управления КА

и ретрансляционной связях с ним с помощью КИС, а также с использованием специальной радиолинии. В рассматриваемом случае в состав бортовой аппаратуры КИС входят низкочастотный модуль и соединенные с ним два высокочастотных модуля разных диапазонов волн. При этом высокочастотный модуль 1 обеспечивает связь с наземным комплексом управления непосредственно, а модуль 2 — через СР.

Назначение спутника-ретранслятора состоит в обеспечении передачи данных с низкоорбитальных КА (либо на них) и ретрансляционного управления этими КА.

Эти задачи решаются с помощью радиотехнического ретранслятора, расположенного на нем.

В ретранслятор СР входят аппаратура межспутниковых линий (СР—КА и КА—СР), способная обеспечить связь с несколькими КА, и аппаратура магистральных линий (Земля—СР, СР—Земля), связывающая СР с одной из наземных станций КИС, предназначенной для ретрансляционного управления КА. Сам спутник-ретранслятор управляется непосредственно через станцию КИС по ее радиолиниям Земля—СР и СР—Земля.

Наземный комплекс управления объединяет центр управления полетом КА (ЦУП), ряд станций КИС (в том числе станцию управления через СР), расположенных на территориально разнесенных наземных пунктах, и соединяющие их линии связи. В некоторых случаях в состав НКУ включаются расположенные на пунктах телевизионные системы, системы связи с экипажем пилотируемого КА и специализированные системы, предназначенные для приема только телеметрической информации или только для измерения текущих навигационных параметров КА. В частности, для измерения могут использоваться квантово-оптические системы. Все элементы комплекса управления работают в системе единого времени. Для этого входящие в них высокостабильные генераторы периодически проверяются и подстраиваются по сигналам Государственной службы времени $S_{тв}$. Объединенные общим организационно-техническим руководством средства наземных комплексов управления различными КА образуют командно-измерительный комплекс (КИК). В СССР это был наземный автоматизированный комплекс управления Министерства обороны (НАКУ МО). В 90-х годах XX века в России произошла заметная децентрализация КИК. Различные компании стали создавать свои специализированные КИК, не входящие в НАКУ МО.

Центр управления полетом является главным органом наземного комплекса управления КА. С одной стороны, он связан со специальным (целевым) центром, планирующим использование КА по целевому назначению, а с другой — через линии связи и КИС с бортовым комплексом управления самого КА. В нем сосредоточивается и анализируется вся информация о КА, принимаются решения о программе дальнейшего полета КА, а также планируется и координируется работа средств НКУ. По измеренным значениям текущих навигационных параметров в ЦУП решается баллистическая задача, прогнозируется траектория движения КА и при необходимости рассчитывается коррекция его движения. Для реализации выработанной программы работы КА в центре формируется необходимая для бортового комплекса управления КА командно-программная информация. Эта информация включает команды немедленного исполнения (разовые), временные программы (т. е. последовательность команд с указанием времени их исполнения) и информацию, содержащую исходные данные для работы ЭВМ бортового комплекса управления.

Для решения указанных задач в современных ЦУП создаются высокопроизводительные информационно-вычислительные комплексы и специализированные секторы с рабочими местами операторов, оснащенные персональными ЭВМ. Все вычислительные средства наземного комплекса управления связываются в единую пространственно разнесенную вычислительную сеть. Обмен информацией между ЦУП и другими средствами наземного комплекса управления, расположенными на различных пунктах, производится с помощью автоматизированной системы связи и передачи данных.

По прямым линиям КИС (Земля—КА, Земля—СР—КА) на КА поступают команды управления, программы работы бортовой аппаратуры, телефонно-телеграфная и телевизионная информация для связи с экипажем КА, а по обратным линиям (КА—Земля, КА—СР—Земля) с КА следуют квитанции о правильности прохождения на борт командно-программной информации, результаты телеконтроля, а также телефонно-телеграфная и телевизионная информация. При запросных методах измерения для извлечения информации о текущих навигационных параметрах КА используются как прямые, так и обратные линии, а при беззапросных методах — только обратные. На КИС возлагаются также функции сверки, фазирования и коррекции бортовой шкалы времени. Сверка состоит в определении расхождения бортовой и наземной шкал вре-

и ретрансляционной связях с ним с помощью КИС, а также с использованием специальной радиолинии. В рассматриваемом случае в состав бортовой аппаратуры КИС входят низкочастотный модуль и соединенные с ним два высокочастотных модуля разных диапазонов волн. При этом высокочастотный модуль 1 обеспечивает связь с наземным комплексом управления непосредственно, а модуль 2 — через СР.

Назначение спутника-ретранслятора состоит в обеспечении передачи данных с низкоорбитальных КА (либо на них) и ретрансляционного управления этими КА.

Эти задачи решаются с помощью радиотехнического ретранслятора, расположенного на нем.

В ретранслятор СР входят аппаратура межспутниковых линий (СР—КА и КА—СР), способная обеспечить связь с несколькими КА, и аппаратура магистральных линий (Земля—СР, СР—Земля), связывающая СР с одной из наземных станций КИС, предназначенной для ретрансляционного управления КА. Сам спутник-ретранслятор управляется непосредственно через станцию КИС по ее радиолиниям Земля—СР и СР—Земля.

Наземный комплекс управления объединяет центр управления полетом КА (ЦУП), ряд станций КИС (в том числе станцию управления через СР), расположенных на территориально разнесенных наземных пунктах, и соединяющие их линии связи. В некоторых случаях в состав НКУ включаются расположенные на пунктах телевизионные системы, системы связи с экипажем пилотируемого КА и специализированные системы, предназначенные для приема только телеметрической информации или только для измерения текущих навигационных параметров КА. В частности, для измерения могут использоваться квантово-оптические системы. Все элементы комплекса управления работают в системе единого времени. Для этого входящие в них высокостабильные генераторы периодически проверяются и подстраиваются по сигналам Государственной службы времени $S_{тв}$. Объединенные общим организационно-техническим руководством средства наземных комплексов управления различными КА образуют командно-измерительный комплекс (КИК). В СССР это был наземный автоматизированный комплекс управления Министерства обороны (НАКУ МО). В 90-х годах XX века в России произошла заметная децентрализация КИК. Различные компании стали создавать свои специализированные КИК, не входящие в НАКУ МО.

Центр управления полетом является главным органом наземного комплекса управления КА. С одной стороны, он связан со специальным (целевым) центром, планирующим использование КА по целевому назначению, а с другой — через линии связи и КИС с бортовым комплексом управления самого КА. В нем сосредоточивается и анализируется вся информация о КА, принимаются решения о программе дальнейшего полета КА, а также планируется и координируется работа средств НКУ. По измеренным значениям текущих навигационных параметров в ЦУП решается баллистическая задача, прогнозируется траектория движения КА и при необходимости рассчитывается коррекция его движения. Для реализации выработанной программы работы КА в центре формируется необходимая для бортового комплекса управления КА командно-программная информация. Эта информация включает команды немедленного исполнения (разовые), временные программы (т. е. последовательность команд с указанием времени их исполнения) и информацию, содержащую исходные данные для работы ЭВМ бортового комплекса управления.

Для решения указанных задач в современных ЦУП создаются высокопроизводительные информационно-вычислительные комплексы и специализированные секторы с рабочими местами операторов, оснащенные персональными ЭВМ. Все вычислительные средства наземного комплекса управления связываются в единую пространственно разнесенную вычислительную сеть. Обмен информацией между ЦУП и другими средствами наземного комплекса управления, расположенными на различных пунктах, производится с помощью автоматизированной системы связи и передачи данных.

По прямым линиям КИС (Земля—КА, Земля—СР—КА) на КА поступают команды управления, программы работы бортовой аппаратуры, телефонно-телеграфная и телевизионная информация для связи с экипажем КА, а по обратным линиям (КА—Земля, КА—СР—Земля) с КА следуют квитанции о правильности прохождения на борт командно-программной информации, результаты телеконтроля, а также телефонно-телеграфная и телевизионная информация. При запросных методах измерения для извлечения информации о текущих навигационных параметрах КА используются как прямые, так и обратные линии, а при беззапросных методах — только обратные. На КИС возлагаются также функции сверки, фазирования и коррекции бортовой шкалы времени. Сверка состоит в определении расхождения бортовой и наземной шкал вре-

мени, коррекция — в установке заданного кода времени бортовых часов при отличии его от наземного, а фазирование — в запуске этих часов синхронно с наземными.

При управлении некоторыми КА целесообразно использовать специальные радиолинии. Например, для КА, предназначенных для исследования природных ресурсов, вместе с полученными на борту снимками можно передавать в специальный центр, в котором производится обработка этих снимков, информацию телеконтроля, которая затем по линиям связи поступит в центр управления полетом (см. рис. 2.13).

Число и размещение пунктов, на которых расположены станции КИС, определяются необходимой зоной видимости КА, позволяющей обеспечивать требуемую оперативность управления и точность определения орбиты КА по результатам измерений текущих навигационных параметров, полученным на пунктах. Если используется один пункт, то комплекс управления будет однопунктовым, если несколько — многопунктовым. Для геостационарных спутников наибольшее распространение получило однопунктовое управление.

Контроль работоспособности бортовой аппаратуры КА осуществляется непрерывно. При обнаружении нештатной ситуации на КА, с которой не может самостоятельно справиться его бортовой комплекс управления, необходимо аварийное привлечение ЦУП этого КА. Непрерывность контроля зарубежных геостационарных спутников достигается, как правило, закреплением за каждым из них специализированной, обычно упрощенной КИС. В отечественной практике земные станции КИС работают с ИСЗ сеансами, длительность которых во много раз меньше паузы между ними. Такая организация работы позволяет одной станцией КИС обеспечить управление большим числом ИСЗ. В перерывах между сеансами ИСЗ находятся в автономном полете.

Если во время автономного полета на ИСЗ возникает какая-либо нештатная ситуация, то его БКУ формирует сигнал оповещения «Вызов НКУ». Получив этот сигнал, ЦУП организует с данным ЦСЗ внеочередной сеанс управления. Для передачи с ИСЗ сигналов оповещения может использоваться целевой канал, радиоканал КИС либо специальная система «Вызов» [3].

Специфическим является НКУ орбитальной группировкой КА ГЛОНАСС, одновременно выполняющий функции наземного целевого (специального) комплекса и комплекса управления. Основной целевой аппаратурой на КА ГЛОНАСС являются атомные стандарты частоты и передающие устройства, излучающие навигационные радиосигналы, которые создают навигационное поле и несут информацию о текущих координатах КА (эфемериды), точном времени и другую вспомогательную информацию, включенную в навигационный кадр. Пользователи системы ГЛОНАСС по результатам измерений беззапросной дальности до четырех навигационных КА и их эфемеридам вычисляют свое местоположение [4].

Традиционными функциями рассматриваемого НКУ являются измерения текущих навигационных параметров (запросной дальности и радиальной скорости) КА, определение их орбит, прием и обработка телеметрической информации (ТМИ), формирование и передача на КА КПИ, коррекция бортовой шкалы времени (БШВ) и прием сигнала «Вызов НКУ», содержащегося в навигационном кадре. Помимо этого НКУ выполняет функции наземного спецкомплекса, осуществляя контроль навигационного поля, частотно-временное и эфемеридное обеспечение КА. В состав НКУ ГЛОНАСС входят: центр управления системой, решающий в том числе все задачи ЦУП, четыре универсальные КИС, размещенные в разных регионах России, а также элементы наземного спецкомплекса — центральный синхронизатор, оснащенный водородным стандартом частоты, аппаратура контроля навигационного поля и система контроля фаз (определение сдвига фазы дальномерного навигационного сигнала КА по отношению к фазе сигнала центрального синхронизатора).

Отметим, что в американской системе GPS определение орбиты навигационных КА и расчет эфемерид производятся по результатам беззапросных измерений дальности сетью земных станций, координаты которых известны с высокой точностью.

Для увеличения общего времени связи с КА в состав наземного комплекса управления могут включаться пункты, расположенные на кораблях. В наземном комплексе дальнего космоса оказывается достаточным иметь два-три пункта, а в наземном комплексе, предназначенном для обслуживания низкоорбитальных КА, число необходимых пунктов может достигать десяти.

Радикальным способом уменьшения числа наземных пунктов, необходимых для управления низкоорбитальными ИСЗ, при существенном увеличении оперативности и достижении глобальности управления является использование геостационарных СР (см. рис. 2.12).

С одного СР видно около половины всей области околоземного космического пространства, в котором могут находиться ИСЗ. В то же время видимая с одной станции КИС относительная часть q области космического пространства, в которой может находиться ИСЗ с высотой круговой орбиты H, составляет

$$q = H/[2(r_З + H)], \tag{2.23}$$

где $r_З$ — радиус Земли. Согласно (2.23) для ИСЗ с $H = 200$ км имеем $q \approx 0{,}012$. Выражение (2.23) нетрудно получить, учтя (см. рис. 2.12), что часть поверхности сферы радиусом $r_З + H$, соответствующая углу 2β зоны видимости со станции КИС, равна $2\pi H(r_З + H)$.

Три равномерно расположенных вдоль экватора геостационарных СР с хорошим запасом обеспечивают глобальность управления. Практически же достаточно иметь два соответствующим образом разнесенных по долготе геостационарных СР, одновременно видимых с одной наземной станции КИС ($СР_1$ и $СР_2$ на рис. 2.12). При этом можно обеспечить близкое к глобальному управление всеми низкоорбитальными ИСЗ из одного пункта.

Станции управления через СР, которые допускают одновременное управление несколькими КА, экономически целесообразны. Для этого магистральные радиолинии, связывающие эти станции со СР, должны быть многоканальными с частотным, временным или кодовым разделением (уплотнением) каналов как на самой станции, так и на СР. Например, американская система управления TDRSS через СР может обеспечить в режиме многостанционного доступа прием информации от 20 низкоорбитальных КА.

2.4. Условия работы космических радиолиний

На работу космических линий в основном влияют условия распространения радиоволн и движение КА относительно наблюдательного пункта. Радиоволны, используемые в космических линиях, распространяются в пределах прямой геометрической видимости. Относительное движение КА и Земли приводит к тому, что с наблюдательного пункта КА виден не постоянно, а в течение некоторых интервалов, во время которых возможны сеансы связи с КА. На протяжении этих сеансов дальность до КА и угловое положение линии его визирования непрерывно меняются. Значение дальности влияет на

уровень принимаемого сигнала, а значит, и на энергетический потенциал линии. Скорость изменения дальности и ускорение, приводящие к доплеровскому смещению частоты, в значительной мере определяют поиск и слежение сигнала по частоте и задержке в приемных устройствах космических радиолиний. Угловое перемещение линии визирования КА обусловливает необходимость пространственного поиска и сопровождения КА антенными системами.

По своему назначению командно-измерительные и телеметрические системы должны функционировать во всех условиях полета, в том числе в аварийных ситуациях, связанных с потерей КА ориентации. Поэтому для указанных систем на борту КА обязательна установка всенаправленных антенн. Помимо них на КА могут устанавливаться и узконаправленные антенны, обеспечивающие необходимый энергетический потенциал радиолиний на больших дальностях.

Рассмотрим условия, при которых происходит сеанс связи с ИСЗ. В геоцентрической экваториальной системе координат x, y, z (см. рис. 2.1) расстояние между пунктом наблюдения (с координатами $x_{п.н}$, $y_{п.н}$, $z_{п.н}$, являющимися в общем случае функциями времени) и ИСЗ, текущие геоцентрические координаты которого равны $x_{ИСЗ}$, $y_{ИСЗ}$, $z_{ИСЗ}$, составляет

$$R(t) = [(x_{ИСЗ} - x_{п.н})^2 + (y_{ИСЗ} - y_{п.н})^2 + (z_{ИСЗ} - z_{п.н})^2]^{1/2}. \tag{2.24}$$

Выражение (2.24) является наиболее общим, определяющим $R(t)$ при наблюдении ИСЗ как с наземного, так и с космического пункта. Для нахождения в явном виде зависимости (2.24) от времени нужно задать траекторию движения ИСЗ, т. е. найти функции $x_{ИСЗ}(t)$, $y_{ИСЗ}(t)$, $z_{ИСЗ}(t)$, и определить координаты пункта наблюдения $x_{п.н}(t)$, $y_{п.н}(t)$, $z_{п.н}(t)$.

В качестве примера рассмотрим случай, когда ИСЗ выведен на круговую орбиту. Скорость движения ИСЗ по орбите высотой H определяется в соответствии с выражением (2.14):

$$V_I = \sqrt{k_З/\rho_0} = \sqrt{k_З/(r_З + H)}.$$

Отсюда находим угловую скорость $\Omega_{ИСЗ}$ и период обращения $T_{ИСЗ}$ спутника:

$$\Omega_{ИСЗ} = V_I/\rho_0 = \sqrt{k_З/(r_З + H)^3}; \tag{2.25}$$

$$T_{ИСЗ} = 2\pi/\Omega_{ИСЗ} = 2\pi\sqrt{(r_З + H)^3/k_З}. \tag{2.26}$$

Вследствие вращения Земли изменения параметров принимаемых в космической радиолинии сигналов оказываются

максимальными для станций, расположенных на экваторе. Это следует учитывать при проектировании космических радиолиний.

Предположим, что орбита ИСЗ имеет наклонение i, наблюдение ведется из расположенного на экваторе пункта и в момент времени $t = 0$ ИСЗ находится в зените. Тогда в геоцентрической системе координат имеем $x_{ИСЗ} = \rho \cos \Omega_{ИСЗ} t$, $y_{ИСЗ} = \rho \cos i \sin \Omega_{ИСЗ} t$, $z_{ИСЗ} = \rho \sin i \sin \Omega_{ИСЗ} t$, $x_{п.н} = r_З \cos \Omega_З t$, $y_{п.н} = r_З \sin \Omega_З t$, $z_{п.н} = 0$, где $r_З = 6378$ км — экваториальный радиус Земли; $\Omega_З = 7{,}27041 \cdot 10^5$ с$^{-1}$ — угловая скорость вращения Земли. Здесь для простоты допущено, что при $t = 0$ направление на точку весеннего равноденствия проходит через наблюдательный пункт.

Подставляя указанные координаты в выражение (2.24), получаем

$$R(t) = [\rho^2 + r_З^2 - 2\rho r_З (\cos \Omega_{ИСЗ} t \cos \Omega_З t + \cos i \sin \Omega_{ИСЗ} t \sin \Omega_З t)]^{1/2}. \quad (2.27)$$

При $i = 0$ или $i = 180°$ выражение (2.27) упрощается:

$$R(t) = (\rho^2 + r_З^2 - 2\rho r_З \cos \Omega t)^{1/2}, \quad (2.28)$$

где

$$\Omega = \Omega_{ИСЗ} \mp \Omega_З \quad (2.29)$$

— угловая скорость перемещения ИСЗ относительно пункта наблюдения. Знак минус соответствует $i = 0$, а знак плюс — $i = 180°$. При $i = 90°$ выражение (2.27) принимает вид

$$R(t) = (\rho^2 + r_З^2 - 2\rho r_З \cos \Omega_{ИСЗ} t \cos \Omega_З t)^{1/2}.$$

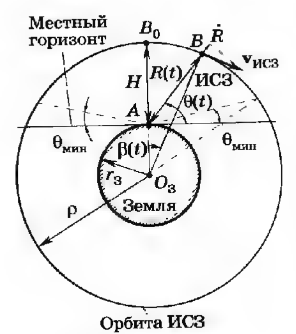


Рис. 2.14. Условия проведения сеанса связи наземной станцией КИС с ИСЗ

Обратимся к рис. 2.14. Предположим, что станция КИС расположена в точке A на экваторе Земли, а ИСЗ, обращающийся по круговой экваториальной орбите с высотой H, в некоторый момент времени t находится в точке B, однозначно определяемой углом $\beta(t)$, причем в момент $t = 0$ он находился в точке B_0, расположенной прямо над станцией. В рассматриваемом случае угловое положение ИСЗ относительно станции КИС определяется только углом места θ. Очевидно, минимальная дальность до ИСЗ $R_{мин}(t) = H$ будет при нахождении его в зените ($\theta = 90°$), а максимальная дальность

$$R_{макс}(t) = (\rho^2 - r_З^2)^{1/2} \quad (2.30)$$

— при нахождении ИСЗ на горизонте ($\theta = 0$).

Найдем зависимость угла места от времени для $i = 0$ ($i = 180°$). Учитывая, что $\beta(t) = \Omega t$ из треугольника $ABO_З$, используя теорему синусов, получаем

$$\theta(t) = \arccos [\rho \sin \Omega t / R(t)]. \quad (2.31)$$

Максимальная длительность сеанса связи ограничивается временем видимости $T_{вид}$ спутника со станции КИС. Из-за влияния на распространение электромагнитных волн атмосферы и поверхности Земли параметры радиолиний КИС при малых углах места значительно ухудшаются. Поэтому наземные станции КИС работают обычно при углах места $\theta \geqslant \theta_{мин} = 5 \ldots 10°$, а время видимости $T_{вид}$ ИСЗ определяется длительностью полета в пределах части верхней полусферы, ограниченной углом места $\theta_{мин}$ (см. рис. 2.14). При заданном $\theta = \theta_{мин}$, решая треугольник $ABO_З$ относительно угла $\beta(t)$ и учитывая $\beta = \Omega t$, можно показать, что

$$T_{вид} = 2(\arccos (r_З \cos \theta_{мин}/\rho) - \theta_{мин})/\Omega. \quad (2.32)$$

В первом приближении доплеровское смещение частоты

$$F_Д \approx \pm k_Д f_б \dot{R}/c, \quad (2.33)$$

где $f_б$ — частота излучаемого с борта сигнала; $\dot{R}$ — относительная радиальная скорость; c — скорость света; $k_Д = 1$ для систем без запроса и $k_Д = 2$ для систем с запросом. Причем знак $F_Д$ обратен знаку вектора радиальной скорости. Дифференцируя выражение (2.28) по времени, найдем

$$\dot{R}(t) = r_З \rho \Omega \sin \Omega t / R(t). \quad (2.34)$$

При $\theta = 90°$ значение $\dot{R}(t) = 0$, а при $\theta = 0$ значение $|\dot{R}(t)|$, а следовательно, и абсолютное значение доплеровского смещения достигают максимального значения. Подставив в (2.34) $t = T_{вид}/2$ (см. (2.32)) для угла $\theta_{мин} = 0$, можно показать, что

$$\dot{R}_{макс} = \Omega r_З. \quad (2.35)$$

При расчете приемных устройств космических радиолиний представляет интерес также скорость изменения доплеров-

ской частоты, определяемая величиной $\ddot{R}(t)$. Дифференцируя (2.34) по времени, имеем

$$\ddot{R}(t) = r_3\rho\Omega[\Omega R(t)\cos\Omega t - \dot{R}(t)\sin\Omega t]/R^2(t).$$

Величина $|\ddot{R}(t)|$ достигает максимума при $\theta = 90°$ ($t = 0$):

$$|\ddot{R}(t)|_{\text{макс}} = r_3\rho\Omega^2/H. \tag{2.36}$$

Выражения (2.27) — (2.36) позволяют учесть связанные с движением ИСЗ особенности управления из наземного пункта и получить необходимые для расчета радиолиний исходные данные.

Найдем аналогичные выражения при управлении ИСЗ через геостационарный спутник-ретранслятор. Если начать отсчет времени от момента прохождения ИСЗ линии, соединяющей центр Земли и СР (рис. 2.15), то геоцентрические координаты такого СР, играющего теперь роль наблюдательного пункта, будут равны $x_{\text{п.н}} = \rho_{\text{ср}}\cos\Omega_3 t$, $y_{\text{п.н}} = \rho_{\text{ср}}\sin\Omega_3 t$, $z_{\text{п.н}} = 0$, где $\rho_{\text{ср}}$ = 42 248 км — радиус орбиты СР. При этом из (2.24) для ИСЗ на круговой орбите с наклонением i получим

$$R_{\text{ср}}(t) = [\rho^2 + \rho_{\text{ср}}^2 - 2\rho\rho_{\text{ср}}(\cos\Omega_{\text{ИСЗ}}t\cos\Omega_3 t + \cos i\sin\Omega_{\text{ИСЗ}}t\sin\Omega_3 t)]^{1/2}. \tag{2.37}$$

Угловое положение ИСЗ относительно СР в рассматриваемом случае определяется углом $\psi(t)$ (рис. 2.15). Решая треугольник BCO_3, для $i = 0$ (180°) находим

$$\psi(t) = \arcsin[\rho\sin\Omega t/R(t)], \tag{2.38}$$

где Ω определяется выражением (2.29).

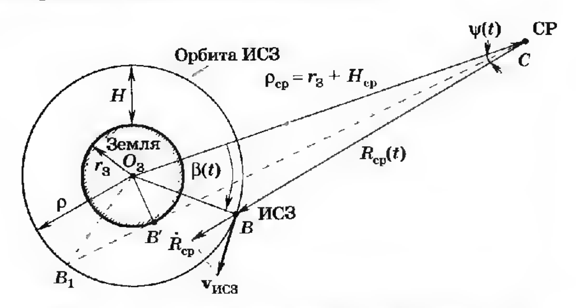


Рис. 2.15. Условия проведения сеанса связи с ИСЗ при использовании геостационарного спутника-ретранслятора

Угол, в пределах которого с геостационарного СР видны спутники с высотой $H \leqslant H_{\text{ср}}$, обозначим $\psi_{\text{вид}} = 2\psi_{\text{макс}}$. Максимального значения $\psi(t)$ достигает, когда угол B в треугольнике BCO_3 становится прямым, т. е. когда линия, соединяющая СР и ИСЗ, проходит по касательной к орбите ИСЗ. Таким образом,

$$\psi_{\text{вид}} = 2\arcsin(\rho/\rho_{\text{ср}}). \tag{2.39}$$

Видимость ИСЗ со СР ограничена заходом спутника за Землю. Это произойдет тогда, когда ИСЗ достигнет точки B_1 (см. рис. 2.15). Время видимости спутника при этом $T_{\text{вид ср}} = 2t_{\text{вид}}$, где $t_{\text{вид}}$ — время нахождения ИСЗ в угле CO_3B_1. Можно убедиться, что

$$T_{\text{вид ср}} = (2/\Omega)[\arccos(r_3/\rho_{\text{ср}}) + \arccos(r_3/\rho)]. \tag{2.40}$$

В момент $t = t_{\text{вид}}$ дальность связи будет максимальной:

$$(R_{\text{ср}})_{\text{макс}} = \sqrt{\rho^2 - r_3^2} + \sqrt{\rho_{\text{ср}}^2 - r_3^2}, \tag{2.41}$$

а при $t = 0$ ($\psi = 0$) — минимальной: $(R_{\text{ср}})_{\text{мин}} = H_{\text{ср}} - H$.

Дифференцируя (2.37) для $i = 0$ (180°) по времени, получаем

$$\dot{R}_{\text{ср}}(t) = \rho\rho_{\text{ср}}\Omega\sin(\Omega t)/R_{\text{ср}}(t). \tag{2.42}$$

При $\psi = 0$ значение $\dot{R}_{\text{ср}}(t) = 0$, а при $\psi = \psi_{\text{макс}}$

$$(\dot{R}_{\text{ср}})_{\text{макс}} = \rho\Omega. \tag{2.43}$$

Максимальное значение $\ddot{R}_{\text{ср}}$ соответствует углу $\psi = 0$ ($t = 0$) и равно

$$(\ddot{R}_{\text{ср}})_{\text{макс}} = \rho\rho_{\text{ср}}\Omega^2(H_{\text{ср}} - H). \tag{2.44}$$

В табл. 2.1 сведены основные величины, определяющие условия проведения сеансов связи с ИСЗ, находящимися на круговых орбитах высотой H для трех наклонений орбит: i = 0, 90 и 180°.

Наклонения орбит подавляющего большинства ИСЗ лежат в интервале $0 \leqslant i \leqslant 90°$. Это связано с меньшим расходом топлива при запуске таких ИСЗ. Дело в том, что при выводе ИСЗ на орбиты с $i > 90°$ часть мощности ракеты-носителя тратится на компенсацию скорости вращения Земли.

На рис. 2.16 в качестве примера изображены зависимости доплеровского смещения частоты и скорости ее изменения

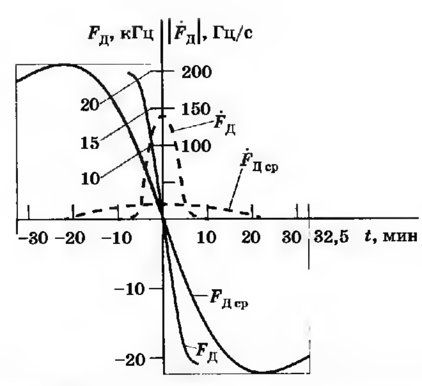


Рис. 2.16. Изменения доплеровской частоты $F_Д$ и ее производной $\dot F_Д$ при $H = 1000$ км, $k_Д = 1$, $f_б = 1$ ГГц

при наблюдении за ИСЗ с наземного пункта и геостационарного СР.

Сравнение данных, приведенных в табл. 2.1 и на рис. 2.16, показывает, что с увеличением высоты орбиты H из-за замедления вращения ИСЗ уменьшаются максимальные значения радиальной скорости и ее производной, а значит, $|F_Д|$ и $|\dot F_Д|$ и увеличивается длительность зон видимости ИСЗ. Для одного и того же спутника скорость изменения доплеровской частоты при управлении через СР оказывается существенно меньшей, чем при непосредственном управлении с наземного пункта: $(\dot F_{Д\,ср})_{макс} < (\dot F_Д)_{макс}$, в то же время максимальное значение самого доплеровского смещения будет больше: $(F_{Д\,ср})_{макс} > (F_Д)_{макс}$.

При использовании геостационарных СР для управления низкоорбитальными ИСЗ угол видимости $\psi_{вид}$, в пределах которого требуется отслеживать движение этих ИСЗ, весьма мал. Для ИСЗ с $H \leqslant 5000$ км имеем $\psi_{вид} \leqslant 32°$, в то время как зона видимости ИСЗ при управлении с наземного пункта приближается к полусфере. Указанное обстоятельство существенно облегчает реализацию управления несколькими ИСЗ через СР. Для этих целей эффективным является применение антенных фазированных решеток и гибридных антенн.

Таблица 2.1

Параметры движения ИСЗ					Наблюдения с наземного пункта						Наблюдения с СР				
H (ρ), км	t, град	v_1, км/с	$T_{ИСЗ}$, мин	$\Omega_{ИСЗ}$, 10^{-3} с$^{-1}$	$R_{макс}$, км, $\theta = 0°$	$R_{макс}$, км, $\theta = 10°$	$\dot R_{макс}$, км/с	$\ddot R_{макс}$, км/с²	$T_{вид}$, мин, $\theta = 0°$	$T_{вид}$, мин, $\theta = 10°$	$\psi_{вид}$, град	$(R_{ср})_{макс}$, км	$(\dot R_{ср})_{макс}$, км/с	$(\ddot R_{ср})_{макс}$, 10^{-3} км/с²	$T_{ср}$, мин
200 (6578)	0 90 180	7,78	88,5	1,18	1610	846	7,08 7,56 8,01	0,26 0,29 0,33	7,4 7,0 6,6	3,8 3,6 3,4	17,9	43 373	7,30 7,76 8,26	9,6 11 12	50 47 44
500 (6878)	0 90 180	7,61	94,6	1,11	2575	1695	6,60 7,07 7,52	$9,3 \cdot 10^{-2}$ 0,11 0,12	12,4 11,6 10,8	7,9 7,4 6,9	18,7	44 338	7,11 7,59 8,11	7,4 8,5 9,7	58 54 51
1000 (7378)	0 90 180	7,35	105,1	0,996	3709	2763	5,89 6,35 6,82	$4,0 \cdot 10^{-2}$ $4,7 \cdot 10^{-2}$ $5,4 \cdot 10^{-2}$	19,0 17,6 16,4	13,6 12,6 11,8	20,1	45 473	6,81 7,32 7,89	7,6 8,9 10	70 65 61
5000 (11 378)	0 90 180	5,92	201,3	0,520	9422	8380	2,85 3,32 3,78	$2,9 \cdot 10^{-3}$ $3,9 \cdot 10^{-3}$ $5,1 \cdot 10^{-3}$	72,7 62,5 54,9	60,4 52 45,6	31,3	51 186	5,09 5,86 6,75	3,1 4,2 5,5	178 154 135
20 000 (26 378)	0 90 180	3,89	710,6	0,147	21 595	24 512	0,48 0,94 1,40	$4,7 \cdot 10^{-5}$ $1,8 \cdot 10^{-4}$ $4,1 \cdot 10^{-4}$	9,9 ч 5 ч 3,3 ч	8,6 ч 4,4 ч 2,9 ч	77,3	67 359	1,96 4,07 5,81	0,39 1,53 3,40	20,4 ч 10,3 ч 7,5 ч
	0						0	0	не ограничен				0	0	не ограничен
35 870 (42 248)	90 180	3,07	1440	0,073	41 764	40 671	0,46 0,93	$4,0 \cdot 10^{-5}$ $1,6 \cdot 10^{-4}$	10,8 ч 15,4 ч	9,5 ч 4,8 ч	180	83 528	4,34 6,15		21,7 ч 10,8 ч

2.5. Выбор диапазона частот

Рабочие частоты выбираются на начальной стадии проектирования в зависимости от назначения радиолинии. В соответствии с действующим в России законодательством первым шагом при разработке любой спутниковой системы является получение разрешения Государственной комиссии по радиочастотам при Министерстве связи (ГКРЧ России) на использование соответствующей полосы частот.

Распределением полос частот между различными службами занимается одна из специализированных организаций ООН — Международный союз электросвязи (МСЭ). Основным международным документом, управляющим использованием частот, является «Регламент радиосвязи» [5]. Закрепленные в нем положения базируются на накопленном опыте и всесторонних исследованиях.

Выбор диапазона частот при связи наземных пунктов с КА ограничивается частотно-избирательными свойствами атмосферы. На рис. 2.17 приведена зависимость от частоты атмосферного ослабления электромагнитных волн в отсутствие осадков для среднеширотных пунктов, расположенных на уровне моря. Из рисунка видно, что частоты ниже 10 МГц практически полностью отражаются от ионосферы и для связи наземных пунктов с КА не используются. С повышением частоты

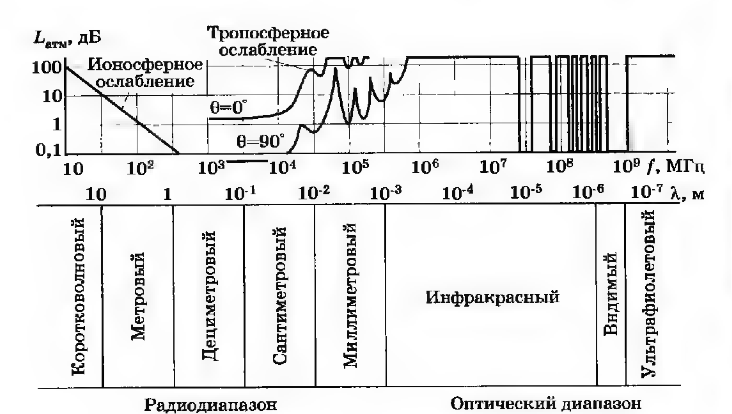


Рис. 2.17. Зависимость атмосферного ослабления электромагнитных волн от частоты

ионосферное ослабление определяется рассеиванием энергии волн свободными электронами и быстро падает. На частотах выше 100 МГц оно практически не превышает 1 дБ. На частотах выше 10 ГГц существенным становится ослабление, связанное с взаимодействием электромагнитных волн с находящимися в воздухе молекулами газов. Так как атмосфера имеет максимальную плотность в своей нижней части (тропосфере), то указанное поглощение практически наблюдается только там.

Чем короче путь сигнала в тропосфере, тем меньше его ослабление. Поэтому максимальным оно будет при минимальном угле места $\theta = 0$, а минимальным — при $\theta = 90°$. На высоте 15 км тропосферное ослабление уменьшается примерно на порядок по сравнению с уровнем моря.

При отсутствии осадков в сантиметровом и дециметровом участках радиодиапазона тропосферное ослабление вызвано поглощением энергии радиоволн молекулами кислорода и водяного пара. В оптическом диапазоне сказывается также поглощение энергии молекулами углекислого газа, озона и аэрозолями. Инфракрасное излучение с $\lambda = 25...100$ мкм и ультрафиолетовые лучи с $\lambda < 0,3$ мкм практически полностью поглощаются в тропосфере (погонное ослабление 100...1000 дБ/км).

На рис. 2.17 хорошо видно, что в радиодиапазоне на частотах от 100 до $(6...10)\cdot10^3$ МГц (в зависимости от угла места) существует «радиоокно», в пределах которого условия для связи КА с наземным пунктом наиболее благоприятны. Для оптических волн окна прозрачности существуют в инфракрасном диапазоне при λ, равной 8...12; 3,4...4,2; 2,1...2,4; 1,6...1,75; 1,2...1,3; 0,95...1,05 мкм, и в видимом диапазоне при $\lambda =$ $= 0,4...0,85$ мкм.

«Регламентом радиосвязи» [5] службе космической эксплуатации на первичной основе для управления КА распределены полосы частот: 2025...2110 МГц для радиолиний Земля—космос; 2200...2290 МГц для радиолиний космос—Земля. Эти же частоты распределены для межспутниковых линий. Более низкие частоты целесообразно использовать в основном для связи с КА на небольшой высоте, особенно когда на КА или наземном пункте будут применяться антенны с широкой диаграммой направленности или ненаправленные антенны. Более высокие частоты рекомендуются при применении направленных антенн для радиолиний КИС и для проведения высокоточных траекторных измерений. Нижнюю часть сантиметрового, миллиметровый, а также оптический диапазоны в области окон прозрачности целесообразно использовать для управления КА

при совмещении с целевыми линиями. Штатное управление геостационарными спутниками связи и вещания «Регламентом радиосвязи» предписывается осуществлять в полосах частот, которые используются целевыми (связными) системами этого спутника.

При связи за пределами атмосферы, например двух КА между собой, на выбор диапазона частот влияют в основном конструктивно-технические факторы, в первую очередь допустимые размеры антенн и возможность их наведения. При этом очевидным преимуществом в части помехозащищенности и электромагнитной совместимости обладают участки радиодиапазона, для которых атмосфера является непрозрачной средой. Такими, в частности, являются участок с $f \approx 60$ ГГц, соответствующий частоте поглощения кислорода, и участок с $f \approx 120$ ГГц, соответствующий частоте поглощения водяного пара. Перспективны также участки оптического диапазона волн, на которых работают лазерные передатчики. В геостационарном спутнике TDRS-H в межспутниковой линии используются три диапазона S (2,0...2,3 ГГц), Ku (13,7...15,0 ГГц) и Ka (22,5...27,5 ГГц).

Для связи с КА во время посадки следует учитывать влияние плазмы, которая возникает в результате сильного нагрева КА при торможении его в атмосфере. Плазма отражает и ослабляет радиоволны. Радиосвязь через нее возможна на частотах выше критической, которая достигает 30 ГГц и зависит от скорости КА. На таких частотах велико тропосферное ослабление. На более низких радиочастотах требуется искусственное воздействие на плазму, изменяющее ее параметры.

2.6. Определение энергетического потенциала радиолиний

В космических радиолиниях независимо от того, в каком участке диапазона они работают, всегда присутствуют принятые антенной естественные шумы и собственные шумы приемных устройств. Эти шумы аддитивные по отношению к сигналу на входе приемника, имеют гауссовское распределение и практически равномерный спектр в пределах полосы пропускания приемника. При расчетах, учитывающих действие таких шумов, удобно использовать понятие энергетического потенциала.

Энергетическим потенциалом радиолинии $Q = P_с/G_ш$ называется отношение средней мощности сигнала $P_с$ к спектральной плотности шума $G_ш$ (мощности шума в полосе 1 Гц), пересчитанное ко входу приемника.

Кроме понятия энергетического потенциала используется также понятие энергетического отношения в радиолинии. Его значение Q_E равно отношению энергии сигнала $E_с$ к спектральной плотности шума на входе приемника и связано с энергетическим потенциалом равенством

$$Q_E = \frac{E_с}{G_ш} = \frac{P_с T}{G_ш} = QT, \qquad (2.45)$$

где T — время, в течение которого производится накопление сигнала.

Энергетический потенциал (энергетическое отношение) определяет возможности космических радиолиний в части обеспечения точности измерений параметров движения, пропускной способности и вероятности ошибки при приеме информации.

В КИС преимущественное распространение получили радиолинии с непрерывным излучением. Это объясняется тем, что в них можно обеспечить бóльший по сравнению с импульсными радиолиниями энергетический потенциал (за счет эффективного использования средней мощности передающих устройств) при меньших потребляемой энергии, массе и габаритах передающих устройств. Кроме того, при непрерывном излучении легче совмещать передачу информации с высокоточными измерениями текущих навигационных параметров КА.

Мощность сигнала на входе приемника радиолинии, работающей в пределах прямой геометрической видимости, находится по формуле

$$P_с = P_{прд} D_{прд} S_{прм} \zeta/(4\pi R^2), \qquad (2.46)$$

где $P_{прд}$ — мощность передающего устройства; $D_{прд}$ — коэффициент усиления передающей антенны; $S_{прм}$ — эффективная площадь приемной антенны; ζ — коэффициент, учитывающий дополнительное ослабление сигнала в радиолинии ($\zeta < 1$); R — расстояние между передающей и приемной антеннами.

Коэффициент усиления антенны D связан с ее эффективной площадью S равенством

$$D = 4\pi S/\lambda^2, \qquad (2.47)$$

где λ — длина рабочей волны. Для наиболее часто используемых в КИС параболических антенн с диаметром зеркала d

$$S = (КИП)\pi d^2/4, \qquad (2.48)$$

где КИП — коэффициент использования поверхности антенны, обычно равный 0,5...0,7. Для параболических антенн (при главном лепестке не более 30°) ширина диаграммы направленности в градусах по уровню половинной мощности равна

$$\psi_{0,5} \approx 70\,\lambda/d. \qquad (2.49)$$

Для ориентировочных расчетов с учетом (2.47) $\psi_{0,5}$ можно выразить через усиление и считать $\psi_{0,5} \approx 200/\sqrt{D}$.

С учетом (2.47) выражение (2.46) можно представить следующим образом:

$$P_с = P_{прд}D_{прд}D_{прм}\zeta\lambda^2/(4\pi R)^2; \qquad (2.50)$$

$$P_с = P_{прд}S_{прд}S_{прм}\zeta/(\lambda^2 R^2). \qquad (2.51)$$

Из приведенных выражений следует, что зависимости принятой мощности сигнала от длины волны будут различными в соответствии с тем, что является фиксированным: эффективные площади или усиления (ширина диаграммы направленности) антенн. Параболические, рупорные и многие другие антенны СВЧ относятся к классу антенн с фиксированной площадью (апертурой). Чем короче длина волны, тем выше их усиление. Полуволновый вибратор, штыревые и другие антенны дипольного типа, а также всенаправленные антенны имеют фиксированное усиление, которое не зависит от λ. Так, для идеальной всенаправленной антенны $D = 1$.

В КИС наземные антенны обычно имеют фиксированную площадь, хотя в радиокомплексах ближнего космоса иногда используются и штыревые антенны. Бортовые антенны КА бывают с фиксированной площадью (остронаправленные) и с фиксированным усилением в заданном телесном углу. Например, в КИС ближнего и среднего космоса широко применяются всенаправленные бортовые антенны. Они не требуют ориентации КА во время сеанса связи и могут использоваться в аварийных ситуациях. Фиксированное усиление в телесном углу, равном углу видимости $\psi_{вид}$ (см. (2.39)), имеют антенны геостационарных СР, предназначенные для связи с низкоорбитальными ИСЗ.

Мощность сигнала $P_с$ удобнее рассчитывать в децибелах, поскольку при этом умножение величин заменяется сложением их значений, выраженных в децибелах. Напомним, что значение величины x, выраженное в децибелах, равно $L_x = 10 \lg x$.

Ослабление сигнала в свободном пространстве $L_R = 10\lg 4\pi R^2$, обусловленное рассеиванием энергии радиоволны, составляет

основные потери в радиолиниях. При связи наземного пункта с ИСЗ, удаленными на 200...50 000 км, L_R = 117...165 дБ·м²; при связи с КА, находящимися в районе Луны, L_R = 183 дБ·м²; при связи с КА, находящимися в районе Венеры или Марса, L_R = 220...245 дБ·м², а при полете за пределы Солнечной системы к звезде Альфа Центавра $L_R \approx 345$ дБ·м².

Дополнительные потери в децибелах мощности сигнала в радиолинии, соответствующие множителю ζ в формулах (2.46), (2.50), (2.51)

$$L_\zeta = L_{АФУ1} + L_{АФУ2} + L_{нав1} + L_{нав2} + L_{атм} + L_{пол}, \qquad (2.52)$$

где $L_{АФУ1}$ и $L_{АФУ2}$ — потери в передающих и приемных антенно-фидерных устройствах; $L_{нав1}$ и $L_{нав2}$ — потери из-за неточности наведения передающей и приемной антенн; $L_{атм}$ — потери при распространении сигнала в атмосфере; $L_{пол}$ — поляризационные потери.

Потери $L_{АФУ}$ определяются коэффициентом передачи антенно-фидерных устройств (АФУ) и зависят от длины, конструкции тракта и номинала используемых частот. Для уменьшения $L_{АФУ}$ тракты, особенно приемные, стремятся делать как можно короче. Потери $L_{нав}$ для остронаправленных бортовых антенн определяются точностью ориентации КА и обычно не превышают 1 дБ. Для наземных антенн $L_{нав}$ существенно зависят от используемого метода наведения антенн. При наведении антенн по программе обычно ошибка наведения не превышает для низкоорбитальных КА 1...2 дБ, а для высокоорбитальных КА — 0,5...1 дБ. Системы автосопровождения смогут обеспечить лучшую точность и позволяют свести потери, связанные с наведением антенн, к десятым долям децибела.

Потери при распространении сигнала в атмосфере Земли $L_{атм}$ обусловлены различными эффектами в неионизированной части атмосферы (тропосфере) и в ее ионизированной части (ионосфере). При углах места более 5° существенными для тропосферы могут оказаться:

- поглощение в газах;
- поглощение и рассеивание гидрометеорами (каплями воды и льда при осадках, в облаках и т. п.);
- затухания, вызванные отклонением радиолуча в результате изменения коэффициента преломления, относительно медленные из-за крупномасштабных неоднородностей и быстрые (сцинтилляции).

Снег и лед, накопившиеся на поверхностях рефлекторов и облучателей, также могут приводить к значительным затуханиям радиосигнала.

Зависимость тропосферного и ионосферного ослаблений от частоты иллюстрируют графики, приведенные на рис. 2.17. Затухание радиоволн в дожде и тумане качественно можно оценивать по графикам рис. 2.18, где показано ослабление на 1 км пути энергии радиоволн, связанное с дождями интенсивностью 16 мм/ч (кривая *a*), 4 мм/ч (кривая *b*), 1 мм/ч (кривая *c*) и 0,25 мм/ч (кривая *d*) и туманами с плотностями 2,3 г/м^3 (кривая *e*), 0,32 г/м^3 (кривая *f*) и 0,032 г/м^3 (кривая *g*). Ослабление сигнала в снеге менее сильное. Длина пути радиосигнала в осадках зависит от размеров зоны осадков и от угла места θ и может достигать 30 км при малых θ. В сильных дождях даже в средней полосе России иногда наблюдаются кратковременные затухания сигнала 12...15 дБ на частоте 12 ГГц и 25...30 дБ на частоте 18 ГГц. Тропосферные сцинтилляции заметны на частотах выше 10 ГГц и зависят от состояния атмосферы, сезона и времени суток. На частоте 18 ГГц сцинтилляционные колебания зимой не превышают десятых долей децибела, а во второй половине летнего дня могут быть в пределах ±1,5 дБ.

Наличие осадков является случайным событием. Поэтому в радиолиниях управления, работающих в нижней части сантиметрового и в миллиметровом диапазоне волн, необходимо иметь некоторый энергетический запас, компенсирующий с достаточно высокой вероятностью возможные затухания радиосигнала.

Подробные рекомендации по расчету потерь радиосигнала в земной тропосфере содержатся в рекомендациях МСЭ [6].

Потери $L_{пол}$ возникают из-за того, что поляризации приходящей волны и приемной антенны не совпадают. Значение потерь рассчитывается по формулам

$$L_{пол} = -10 \lg \zeta_{пол},$$

$$\zeta_{пол} = \frac{1}{2}\left[1 + \frac{4e_1e_2}{(1+e_1^2)(1+e_2^2)} + \frac{(1-e_1^2)(1-e_2^2)}{(1+e_1^2)(1+e_2^2)} \cos 2\alpha\right], \quad (2.53)$$

где α — угол между большими осями эллипсов поляризации приемной антенны и приходящей волны (рис. 2.19); e_1 и e_2 — коэффициенты эллиптичности (отношение малой оси эллипса к большой) соответствующих эллипсов поляризации; знак e зависит от направления поляризации: правая поляризация считается положительной, левая — отрицательной.

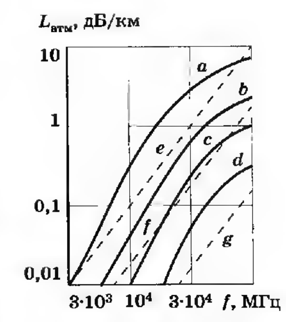


Рис. 2.18. Ослабление радиоволн в дожде и тумане

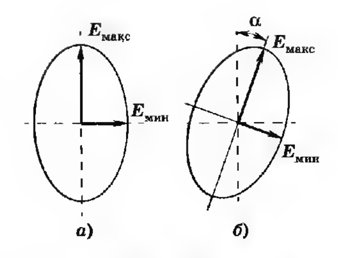


Рис. 2.19. Поляризационные эллипсы приемной антенны (*а*) и приходящей волны (*б*)

Из формулы (2.53), в частности, следует, что при приеме на антенну с линейной поляризацией волны с круговой поляризацией теряется половина мощности (при $e_1 = 0$ и $e_2 = 1$ получаем $\zeta_{пол} = 1/2$ и $L_{пол} = 3$ дБ). Если же, например, антенна рассчитана на горизонтальную поляризацию, а приходящая волна имеет вертикальную, то сигнал вообще не будет принят, (для $e_1 = e_2 = 0$ и $\alpha = 90°$ имеем $\zeta_{пол} = 0$). Такой же результат будет при приеме на антенну с правой поляризацией волны с левой поляризацией (при $e_1 = 1$ и $e_2 = -1$ получаем $\zeta_{пол} = 0$).

Вращение плоскости поляризации, а следовательно, и угла α в космических радиолиниях в основном определяется движением КА, в результате которого изменяется взаимная ориентация бортовых и наземных антенн. Это особенно заметно при работе с неориентированными КА. В этом случае лучше всего использовать и на борту, и на Земле антенны с круговой (естественно, одинаково направленной) поляризацией. При рассмотрении поляризационных потерь следует также учитывать вращение плоскости поляризации волны при прохождении через ионосферу. Это явление называется эффектом Фарадея. На частотах выше 2 ГГц влияние эффекта Фарадея незначительно.

В некоторых случаях нужно учитывать и другие потери, не входящие в формулу (2.52). Например, дополнительные потери вносят радиопрозрачные обтекатели, которые иногда применяются для защиты антенн КИС от ветров и осадков. Размер этих потерь зависит от материала, из которого сделан обтекатель, и метеорологических условий.

Для компенсации потерь в радиолинии и обеспечения заданного уровня мощности $P_с$ нужно увеличить мощность передатчика и коэффициент усиления антенн. Теоретических ограничений выходной мощности наземных передающих устройств, вообще говоря, не существует, так как излучение любой мощности может быть получено параллельным включением ряда передатчиков. Практически же верхний предел мощности наземного передатчика определяется мощностями имеющихся в данном диапазоне частот электровакуумных приборов, электрической прочностью АФУ и экономическими факторами. Верхний предел мощности бортовых передатчиков определяется главным образом допустимой массой аппаратуры и мощностью бортовых источников питания и оказывается на три-четыре порядка меньше, чем для наземных передатчиков. В результате значение $P_с$ в радиолинии Земля—КА в $10^3...10^4$ раз больше, чем в радиолинии КА—Земля.

Мощность $P_ш$ и спектральная плотность шума $G_ш$, приведенные ко входу приемника с эквивалентной шумовой полосой $\Delta f_э$, связаны соотношением

$$P_ш = G_ш \Delta f_э = kT_ш \Delta f_э, \qquad (2.54)$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(К·Гц) — постоянная Больцмана; $T_ш$ — суммарная температура шума в градусах абсолютной шкалы (по Кельвину).

Уровень шумов на входе приемного устройства складывается из собственных шумов приемника, характеризуемых шумовой температурой $T_{ш.пр}$ шумов антенно-фидерного тракта, определяемых шумовой температурой $T_{ш.\,АФУ}$, и внешних шумов $T_{ш.вн}$, принятых антенной. К внешним шумам относятся космические шумы, шумы земного покрова и индустриальные помехи. Таким образом,

$$T_ш = T_{ш.пр} + T_{ш.\,АФУ} + T_{ш.вн}. \qquad (2.55)$$

Значение $T_{ш.пр}$ главным образом зависит от входного устройства. В наземных станциях КИС широко применяются параметрические усилители с $T_{ш.пр} = 25...80$ К. Самую низкую температуру шума до 4 К имеют молекулярные усилители, охлаждаемые жидким гелием. В бортовых приемниках, как правило, не стремятся к получению очень низких $T_{ш.пр}$. Это связано с нежеланием усложнять аппаратуру и увеличивать ее массу и габариты, а также с ощутимым значением шумов Земли, принимаемых бортовыми антеннами.

Значение $T_{ш\,АФУ}$, обусловленное потерями в антенно-фидерном тракте, связано с коэффициентом передачи тракта $\zeta_{АФУ}$ соотношением

$$T_{ш.\,АФУ} = (1 - \zeta_{АФУ})T_0, \qquad (2.56)$$

где T_0 — температура фидера, равная при нормальных условиях 290 К.

Для получения малой $T_{ш.\,АФУ}$ нужно иметь возможно более короткий фидер, соединяющий антенну с приемником, поэтому входные усилители размещают непосредственно у облучателя. Так, при использовании двухзеркальных антенн получают $T_{ш.\,АФУ} \approx 3{,}5...7$ К, что соответствует $\zeta_{АФУ} \approx 0{,}985...0{,}97$.

Чтобы определить температуру принятых антенной внешних шумов $T_{ш.вн}$, нужно знать диаграмму направленности антенны $F(\theta, \psi)$ и яркостную температуру окружающих антенну источников радиоизлучения $T_я(\theta, \psi)$. Антенна принимает радиоизлучения не только главным, но и боковыми и задними лепестками, т. е. со всех направлений. Поэтому

$$T_{ш.вн} = \frac{D}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} T_я(\theta, \psi)\, F(\theta, \psi) d\theta d\psi. \qquad (2.57)$$

Яркостная температура основных источников естественных радиошумов на различных частотах приведена на рис. 2.20.

Антенны наземных пунктов по главному и боковым лепесткам принимают из верхней полусферы космические шумы и шумы атмосферы, а также шумы, создаваемые радиопрозрачными укрытиями, если последние применяются для защиты антенн. Космические шумы состоят из распределенного фонового излучения и излучения дискретных источников, среди которых наиболее мощным является Солнце. Шумы атмосферы появляются в результате электростатических разрядов и поглощения, а также последующего излучения энергии молекулами кислорода и водяного пара. При малых углах места θ интенсивность шумов атмосферы максимальна. Она уменьшается примерно на порядок при увеличении θ от нуля до 10° и от 10 до 90°. Из нижней полусфе-



Рис. 2. 20.
Частотная зависимость яркостной температуры внешних шумов

ры по боковым и задним лепесткам диаграммы антенны наземных пунктов принимают шумы земного покрова. Хорошие антенны имеют малый уровень этих лепестков, а поэтому для них влияние шумов земного покрова на $T_{\text{ш.вн}}$ обычно невелико. Однако оно резко усиливается при малых углах θ, когда края главного лепестка диаграммы оказываются направленными на поверхность Земли. Если главный лепесток диаграммы не захватывает излучения мощных дискретных источников и направлен под большим углом к горизонту, то $T_{\text{ш.вн}} \approx 10...20$ К.

Земля имеет $T_{\text{я}} \approx 300$ К. Поэтому бортовая антенна, главный лепесток диаграммы направленности которой не выходит за эти пределы, принимает шумы с $T_{\text{ш.вн}} \approx 300$ К.

Индустриальные помехи — нежелательный побочный продукт работы разнообразной электроаппаратуры — наблюдаются в диапазоне частот 1000 Гц ... 1000 МГц. Максимальная интенсивность их в промышленных районах на несколько порядков выше интенсивности космических шумов. Влияние их ослабляют разумным выбором места наземных пунктов и тщательным экранированием аппаратуры.

По приведенным ранее выражениям рассчитывается энергетический потенциал радиолиний Земля—КА и КА—Земля. Если в контуре управления используется спутник-ретранслятор (см. рис. 2.12), в котором производится обработка принимаемых сигналов, включая их модуляцию, то расчет всех радиолиний производится независимо один от другого по этим же формулам. Если же СР ретранслирует сигналы без обработки, т. е. только усиливает и преобразует частоту принятых сигналов, то расчет энергетического потенциала составных радиолиний (Земля—СР—КА и КА—СР—Земля) несколько усложняется. Дело в том, что при ретрансляции сигнала без обработки излучаемая передатчиком ретранслятора мощность $P_{\text{ртр}}$ пропорционально делится на переизлучение полезного сигнала, имеющего на входе приемника ретранслятора мощность $P_{\text{с}1}$, и переизлучение шумов ретранслятора, имеющих мощность $G_{\text{ш}1}\Delta f_{\text{ртр}}$. Здесь $G_{\text{ш}1}$ — спектральная плотность шумов приемника ретранслятора, приведенная к его входу, $\Delta f_{\text{ртр}}$ — эквивалентная шумовая полоса ретранслятора. Коэффициент пропорциональности при этом равен коэффициенту усиления ретранслятора, т. е. отношению мощности излучаемого сигнала $P_{\text{ртр}}$ к суммарной мощности сигнала и шума на его входе:

$$k = P_{\text{ртр}}/(P_{\text{с}1} + G_{\text{ш}1}\Delta f_{\text{ртр}}).$$

Мощность принятого сигнала в оконечном приемнике составной радиолинии, например приемнике КА радиолинии Земля—СР—КА, с учетом ретрансляции на СР

$$P_{\text{с}} = P_{\text{с}2}P_{\text{с}1}/(P_{\text{с}1} + G_{\text{ш}1}\Delta f_{\text{ртр}}), \qquad (2.58)$$

где $P_{\text{с}1}$ и $P_{\text{с}2}$ определяются выражениями (2.46), (2.50), (2.51) соответственно для радиолиний Земля—СР и СР—КА.

Спектральная плотность шумов в радиолинии Земля—СР—КА складывается из спектральной плотности шумов $G_{\text{ш}2}$ радиолинии СР—КА и ретранслированной спектральной плотности шумов приемника СР:

$$G_{\text{ш}} = G_{\text{ш}2} + P_{\text{с}2}G_{\text{ш}1}/(P_{\text{с}1} + G_{\text{ш}1}\Delta f_{\text{ртр}}). \qquad (2.59)$$

Обозначив энергетические потенциалы радиолиний Земля—СР и СР—КА при условии их независимости $Q_1 = P_{\text{с}1}/G_{\text{ш}1}$, $Q_2 = P_{\text{с}2}/G_{\text{ш}2}$ и взяв отношения (2.58) и (2.59), найдем энергетический потенциал составной радиолинии Земля—СР—КА на входе приемника КА:

$$Q = \frac{P_{\text{с}}}{G_{\text{ш}}} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2 + \Delta f_{\text{ртр}}}. \qquad (2.60)$$

Из (2.60), в частности, следует, что Q всегда меньше энергетического потенциала наиболее слабой из радиолиний.

Если через СР одновременно осуществляется управление несколькими КА, т. е. имеет место многостанционный доступ, то при расчете энергетического потенциала радиолинии следует учитывать используемый метод разделения каналов, режим работы и нелинейности амплитудной и фазовой характеристик бортового ретранслятора [3].

2.7. Контроль траектории космического аппарата

2.7.1. Обработка траекторной информации в командно-измерительных комплексах

Как было показано в разд. 2.2.2, для расчета траектории движения КА, когда возмущающие полет силы равны нулю или точно известны, достаточно определить шесть начальных условий, например x_0, y_0, z_0; $\dot{x}_0$, $\dot{y}_0$, $\dot{z}_0$ в геоцентрической системе координат для некоторого момента t_0. Однако непосредственно с помощью радиотехнических систем эти значения получить нельзя, и поэтому фактически измеряют другие ве-

личины, которые называются навигационными параметрами движения. Навигационные параметры определяются в системе координат, связанной при автономном управлении с КА, а при неавтономном управлении — с измерительным пунктом, т. е. в топоцентрической системе (см. рис. 2.4).

При проведении траекторных измерений на измерительном пункте с помощью радиосистем определяют топоцентрические координаты КА: радиальную дальность R, азимут ψ и угол места θ (см. рис. 2.4), а также их производные по времени $\dot{R}$, $\dot{\psi}$ и $\dot{\theta}$. Вместо азимута и угла места в ряде случаев измеряют направляющие косинусы линии визирования КА, а также их временные производные. Иногда оказывается целесообразным измерять суммы или разности расстояний от КА до нескольких фиксированных точек, расположенных известным образом на поверхности Земли, или разности пеленгов на эти точки.

Навигационные параметры связаны с начальными условиями определенными математическими зависимостями. Поэтому для расчета невозмущенной траектории КА достаточно результатов измерений шести независимых навигационных параметров в один и тот же момент времени. Если с одного наземного пункта осуществляются одноразовые измерения, то такими параметрами будут, например, R, ψ, θ, $\dot{R}$, $\dot{\psi}$, $\dot{\theta}$. При использовании нескольких пунктов можно измерять не все шесть параметров, а лишь некоторые из них. Так, необходимые для расчета траектории шесть начальных условий могут быть получены по результатам измерения одного параметра (например, дальности) с шести пунктов, разнесенных надлежащим образом на поверхности Земли.

Если для определения траектории используются результаты измерения из одного пункта, то измерительная система называется однопунктовой. В противном случае она будет многопунктовой: двухпунктовой, трехпунктовой и т. д. По числу различных измеряемых параметров системы делятся на однопараметрические, двухпараметрические и т. д.

Определение траектории КА с помощью однопунктовой системы, контролирующей не все шесть параметров движения, оказывается возможным только при неоднократных измерениях. Действительно, для получения шести начальных условий невозмущенного движения необходимы шесть независимых измерений. Благодаря относительному перемещению КА и Земли результаты неодновременных измерений с одного пункта относятся к разным точкам пространства, что в определенных случаях обеспечивает независимость измерений. Когда возмущающие полет силы частично неизвестны, для расчета траектории КА увеличивается минимально необходимое число независимых измерений. Предположим, что запущенный на низкую круговую орбиту ИСЗ тормозится в атмосфере. В первом приближении можно допустить, что возмущающая свободный полет аэродинамическая сила является постоянным параметром. При расчете траектории ее считают седьмым неизвестным и определяют одновременно с начальными условиями.

В число определяемых параметров также включают недостаточно точно известные составляющие гравитационного поля Земли и другие параметры, затрудняющие учет возмущающих сил. Если выражения, описывающие возмущающие силы в уравнениях (2.7), содержат l независимых неизвестных величин, которые необходимы для расчета траектории, то минимально требуемое число независимых измерений $m = l + 6$. Следует отметить, что выбор состава навигационных параметров, времени проведения сеансов, числа и расположения измерительных пунктов, а также необходимая точность измерений существенно зависят от вида и числа учитываемых дополнительных неизвестных величин.

С помощью радиосистем траекторных измерений проводят точечные оценки навигационных параметров, которые выдаются в виде дискретных отсчетов в конце временного интервала каждого отдельного измерения. При оценке некоторого параметра h полную погрешность δh разделяют на две: систематическую $\Delta h = \langle \delta h \rangle$ и флуктуационную $\delta h' = \delta h - \Delta h$ (здесь и в дальнейшем угловые скобки означают статистическое усреднение).

Систематическая погрешность измерения сохраняет постоянное значение за время, в течение которого осуществляется серия отдельных измерений. Она характеризует смещение оценок для всей серии от истинных значений. Для уменьшения систематических погрешностей измерительные системы калибруют и в результаты измерений вносят соответствующие поправки, учитывающие известные систематические погрешности.

Флуктуационная погрешность измерения изменяется случайным образом от оценки к оценке. Она представляет собой отклонение результата отдельного измерения от среднего значения в рассматриваемой серии. Значение флуктуационной погрешности характеризуется средним квадратическим отклонением $\sigma_h = \sqrt{\langle \delta h' \rangle^2}$.

Многие погрешности измерения можно уменьшить в результате соответствующих обработок сигналов. Различают первичную, промежуточную и вторичную обработки.

Первичная обработка заключается в оценке параметров радиосигнала, несущих информацию о навигационных параметрах с привязкой к единому времени. Она выполняется в измерительных системах.

Вторичная обработка состоит в определении траектории по результатам измерений, выполненных с помощью радиосистем, прогнозировании движения и расчета корректирующих маневров КА. Она осуществляется в центре управления полетом КА.

Промежуточная обработка заключается в подготовке результатов оценки параметров радиосигнала к виду, удобному для вторичной обработки. Она может включать в себя пересчет выделенных параметров радиосигнала в навигационные параметры (например, пересчет измеренной частоты в радиальную скорость), раскрытие неоднозначности измерений, отбраковку аномальных (грубых) ошибок измерений. Промежуточная обработка может производиться как в измерительной системе, так и в центре управления полетом КА.

Уменьшение флуктуационных погрешностей измерений достигается сглаживанием навигационных параметров или соответствующих им параметров радиосигнала на достаточно большом интервале времени. Рациональное распределение времени сглаживания между тремя видами обработки зависит от многих факторов. Минимальное значение общего времени первичной и промежуточной обработок желательно выбрать таким, чтобы погрешности результатов измерений после обработки были распределены по гауссовскому закону (нормализация законов распределения при сглаживании или усреднении случайных процессов является следствием центральной предельной теоремы теории вероятности). Желательность нормализации вызвана тем, что алгоритмы вторичной обработки в этом случае значительно упрощаются.

Как правило, при вторичной обработке располагают числом результатов измерений N, значительно превышающим число неизвестных параметров $m (N \gg m)$, т. е. имеют большую избыточность.

Большое число результатов избыточных измерений позволяет при вторичной обработке уменьшать как случайные погрешности измерения за счет статистического сглаживания, так и некоторые систематические погрешности. Уменьшение систематических погрешностей измерения в принципе аналогично

учету неизвестных возмущающих сил и сводится к увеличению числа определяемых параметров, т. е. к увеличению m.

Рассмотрим принцип вторичной обработки на примере определения параметров невозмущенной орбиты КА по результатам измерения одного навигационного параметра h. Значение любого навигационного параметра, например R, является функцией координат измерительного пункта и текущих координат КА. Будем считать местоположение измерительного пункта точно известным. Предположим, что измеряемый навигационный параметр h связан с шестью искомыми начальными условиями (или элементами орбиты) q_j $(j = 1, 2, \ldots, 6)$ известной зависимостью $h = \Phi(q_1, q_2, \ldots, q_6)$. Допустим, что произведено N измерений параметра h, в результате которых получены значения h_i $(i = 1, 2, \ldots, N)$, распределенные по гауссовскому закону. Это позволяет составить систему из N условных уравнений:

$$h_i = \Phi_i(q_1, q_2, \ldots, q_6), \; i = 1, 2, \ldots, N. \qquad (2.61)$$

Если бы измерения производились без погрешностей, то любые шесть уравнений этой системы определяли бы точные значения начальных условий. Наличие же случайных погрешностей делает систему (2.61) несовместной. Это означает, что не существует таких значений $q_1, q_2, \ldots, q_6$, которые удовлетворяют одновременно всем уравнениям системы. Иными словами, при подстановке в (2.61) любых значений начальных условий, например $q_1', q_2', \ldots, q_6'$, получим

$$\Phi_i(q_1', q_2' \ldots, q_6') - h_i = \delta_i \neq 0.$$

Поскольку путем подбора значений $q_1', q_2', \ldots, q_6'$ обратить в нуль все величины δ_i, называемые невязками, невозможно, возникает задача согласования искомых начальных условий с результатами измерений. Для решения этой задачи эффективен метод максимального правдоподобия, который при использовании только некоррелированных нормальных измерений приводит к методу наименьших квадратов. Согласно этому методу наилучшими будут такие значения $q_j' = q_j^*$, которые обращают в минимум сумму квадратов всех невязок, взятых с весами p_i, обратно пропорциональными дисперсиям погрешностей каждого измерения:

$$S = \sum_{i=1}^{N} p_i(\delta_i)^2 = \sum_{i=1}^{N} p_i[\Phi_i(q_1^*, q_2^*, \ldots, q_6^*) - h_i]^2 = \min, \qquad (2.62)$$

где $p_i = \alpha_0^2/\sigma_i^2$; σ_i^2 — дисперсия погрешности i-го измерения; α_0^2 — произвольное положительное число.

ле точки B будет невозмущенным, то траектория движения полностью определится начальными условиями в этой точке: ρ_0, v_0 и ξ_v ($\beta'_0 = 0$, поскольку ось начала отсчета β' проходит через точку B). Дифференцируя обе части формулы (2.11) по ρ_0, v_0 и ξ_v, находим зависимость отклонения радиуса ρ фактической орбиты от ошибок определения ρ_0, v_0 и ξ_v.

Выполнив необходимые преобразования для рассматриваемого случая, получим

$$\frac{\partial\rho}{\partial\rho_0} = 1 + 2\sin^2\frac{\beta'}{2},$$

$$\frac{\partial\rho}{\partial v_0} = 4\rho_0\frac{1}{v_0}\sin^2\frac{\beta'}{2}, \qquad (2.69)$$

$$\frac{\partial\rho}{\partial\xi_v} = -\rho_0\sin\beta'.$$

Отклонение радиуса ρ орбиты от номинального значения, равного ρ_0, определим как

$$\delta\rho = \frac{\partial\rho}{\partial\rho_0}\delta\rho_0 + \frac{\partial\rho}{\partial v_0}\delta v_0 + \frac{\partial\rho}{\partial\xi_v}\delta\xi_v,$$

где значения производных определяются по формулам (2.69).

Подсчитаем для примера отклонение ρ в точке орбиты, соответствующей значению угла $\beta' = \pi$. При этом согласно (2.69)

$$\frac{\partial\rho}{\partial\rho_0} = 3,\ \frac{\partial\rho}{\partial v_0} = 4\frac{\rho_0}{v_0};\ \frac{\partial\rho}{\partial\xi_v} = 0$$

и соответственно

$$\delta\rho = 3\delta v_0 + 4\rho_0\delta v_0/v_0. \qquad (2.70)$$

Предположим, что начальные параметры орбиты ρ_0 и v_0 определяются радиотехническими средствами, расположенными на измерительном пункте (см. рис. 2.21). При этом непосредственно измеряются не векторы ρ_0 и $\mathbf{v}_0$, а дальность R_0, угол места θ_0, радиальная скорость $\dot{R}_0$ и угловая скорость $\dot{\theta}_0$.

Из геометрических соотношений (рис. 2.21) находим

$$\rho_0^2 = R_0^2 + r_3^2 + 2r_3R_0\sin\theta_0.$$

Ошибку в определении радиуса ρ_0 получим, вычислив дифференциалы от обеих частей этого равенства и перейдя к конечным приращениям:

$$\delta\rho_0 = [(R_0 + r_3\sin\theta_0)\delta R + \delta\theta r_3R_0\cos\theta_0]/\rho_0, \qquad (2.71)$$

где δR, $\delta\theta$ — погрешности измерения дальности и угла места.

Погрешность определения вектора скорости v, обусловленная погрешностями измерения $\dot{R}_0$, $\dot{\theta}_0$ и R_0, устанавливается следующим образом. Квадрат модуля вектора скорости равен $v_0^2 = \dot{R}^2 + v_\theta^2$, где $v_\theta = R_0\dot{\theta}_0$.

Взяв дифференциалы и перейдя к конечным приращениям, имеем

$$\delta v_0 = [\dot{R}_0\delta\dot{R} + R_0\dot{\theta}_0^2\delta R + R_0^2\dot{\theta}_0\delta\dot{\theta}]/v_0, \qquad (2.72)$$

где $\delta\dot{R}$ и $\delta\dot{\theta}$ — погрешности измерения радиальной и угловой скоростей. Для современных радиотехнических способов измерения дальности погрешность δR невелика и ее влияние на точность определения орбиты спутника в первом приближении можно не учитывать. В этом случае уравнения (2.71) и (2.72) принимают вид

$$\delta\rho_0 \approx R_0r_3\delta\theta\cos\theta_0/\rho_0;$$

$$\delta v_0 \approx \dot{R}_0\delta\dot{R}/v_0 + R_0^2\dot{\theta}_0\delta\dot{\theta}/v_0.$$

Считая погрешности измерения независимыми и переходя к их среднеквадратическим значениям, получаем следующие соотношения:

$$\sigma_{\rho_0} \approx \sigma_\theta r_3R_0\cos\theta_0/\rho_0; \qquad (2.73)$$

$$\sigma_{v_0} \approx \sqrt{(\dot{R}_0/v_0)^2\sigma_{\dot{R}}^2 + (R_0^2\dot{\theta}_0/v_0)^2\sigma_{\dot{\theta}}^2}, \qquad (2.74)$$

где $\sigma_{\rho_0}^2$, $\sigma_{v_0}^2$ — дисперсии вычисленных величин ρ_0 и v_0; σ_θ^2, $\sigma_{\dot{\theta}}^2$, $\sigma_{\dot{R}}^2$ — дисперсии измеренных величин θ_0, $\dot{\theta}_0$ и $\dot{R}_0$.

Используя равенство (2.70), получаем

$$\sigma_\rho^2 = 9\sigma_{\rho_0}^2 + 16\rho_{\rho_0}^2\sigma_{v_0}^2/v_0^2.$$

Подставляя сюда значения σ_{ρ_0} и σ_{v_0} из выражений (2.73) и (2.74), находим

$$\sigma_\rho^2 = 9\left(\frac{r_3R_0\cos\theta_0}{\rho_0}\right)^2\sigma_\theta^2 + 16\frac{\rho_0^2\dot{R}_0^2}{v_0^4}\sigma_{\dot{R}}^2 + 16\frac{\rho_0^2}{v_0^4}(R_0^2\dot{\theta}_0)^2\sigma_{\dot{\theta}}^2. \qquad (2.75)$$

Для количественной оценки порядка необходимых точностей измерений угла места θ_0, радиальной скорости $\dot{R}_0$ и угловой скорости $\dot{\theta}_0$ рассмотрим круговую орбиту, для которой высота $H = \rho_0 - r_3 = 480$ км. Будем считать, что точка орбиты B, для которой производятся измерения, удалена от измеритель-

Рассмотренный итерационный процесс вычисления вектора оценок элементов орбиты **Q** осуществляется над полной выборкой, содержащей N результатов измерений. В ряде случаев возникает задача, когда составляющие вектора **Q** необходимо вычислять оперативно по мере поступления новых результатов измерений. Для таких случаев разработаны рекуррентные алгоритмы, в частности фильтр Калмана. Более детально с различными методами расчета орбит КА по результатам измерений навигационных параметров можно ознакомиться в [1, 2].

2.7.2. Требуемая точность измерений

Требуемая точность измерений навигационных параметров движения определяется допустимым значением ошибок управления КА (допустимым вектором промаха) и зависит от траектории КА и выбранного состава навигационных параметров. Для выбранных навигационных параметров необходимо установить математическую зависимость между вектором промаха (вектором ошибок) и погрешностями измерения этих параметров. Покажем, как определяется эта зависимость. Для простоты допустим, что в некоторый момент времени t_0 производятся безызбыточные измерения и вектор промаха имеет одну компоненту (промах δL). Например, при радиоуправлении дальностью полета баллистической ракеты компонентой вектора промаха является отклонение точки падения ракеты от цели.

Дальность полета баллистической ракеты L связана известной зависимостью с измеряемыми радиосистемой навигационными параметрами:

$$L = L(R, \theta, \psi, \dot{R}, \dot{\theta}, \dot{\psi}). \qquad (2.67)$$

Найдем полный дифференциал L и перейдем к конечным приращениям:

$$\delta L = \frac{\partial L}{\partial R}\delta R + \frac{\partial L}{\partial \theta}\delta\theta + \frac{\partial L}{\partial \psi}\delta\psi + \frac{\partial L}{\partial \dot{R}}\delta\dot{R} + \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}}\delta\dot{\theta} + \frac{\partial L}{\partial \dot{\psi}}\delta\dot{\psi}. \qquad (2.68)$$

Соотношение (2.68) связывает промах δL с отклонениями измеренных радиосистемой навигационных параметров от расчетных значений в момент времени t_0. Частные производные по измеряемым параметрам в (2.68) обычно называются ***коэффициентами ошибок***. Они показывают, как влияют отклонения соответствующих навигационных параметров на значение промаха δL. Коэффициенты ошибок называются еще баллистическими производными. Их конкретные значения

зависят от номинальной траектории КА. Чем больше коэффициент ошибки, тем выше должна быть точность измерения параметра.

Если считать, что составляющие, определяющие промах, т. е. слагаемые выражения (2.68) примерно одинаковы, а погрешности измерения всех параметров независимы, то из (2.68) следует, что допустимые в момент t_0 среднеквадратические значения погрешностей измерения σ_R, σ_θ и т. д. находятся по формулам

$$\sigma_R = \frac{\sigma_L}{\sqrt{6}} \Big/ \frac{\partial L}{\partial R}; \quad \sigma_\theta = \frac{\sigma_L}{\sqrt{6}} \Big/ \frac{\partial L}{\partial \theta}$$

и т. д. Здесь σ_L — допустимое среднеквадратическое значение компоненты вектора промаха. Коэффициенты ошибок вычисляются для номинальной траектории в момент t_0.

Покажем теперь на примере радиоконтроля орбиты ИСЗ, как оценивается требуемая точность измерения параметров движения. Ограничимся для простоты случаем, когда плоскость орбиты ИСЗ проходит через измерительный пункт, вращение Земли можно не учитывать, и задана круговая орбита, для которой $\xi_v = \pi/2$, $\rho_0 v_0^2 = k_з$ и $\rho = \rho_0 = \text{const}$ (рис. 2.21). Предположим, что требуется контролировать радиус орбиты ρ, используя результаты измерений параметров движения ИСЗ в некоторой точке орбиты B.

Движение спутника описывается выражением (2.11). Вследствие возможных ошибок выведения спутника на орбиту и различных возмущений при его движении по орбите радиус ρ фактической орбиты не будет постоянным, а станет функцией угла β'. Если предположить, что движение ИСЗ пос-

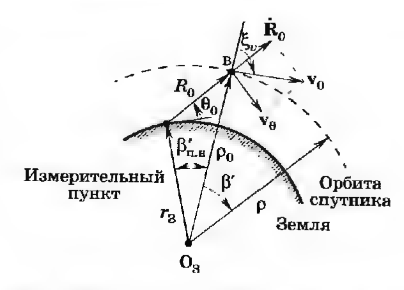


Рис. 2.21. Геометрические соотношения при радиоконтроле орбиты ИСЗ

Необходимыми условиями минимума суммы (2.62) являются соотношения

$$\frac{\partial S}{\partial q_1^*} = 0,\ \frac{\partial S}{\partial q_2^*} = 0,\ \ldots,\ \frac{\partial S}{\partial q_6^*} = 0. \qquad (2.63)$$

Уравнения (2.63) называются ***нормальными***. Таким образом получают систему с шестью нормальными уравнениями, из которой можно найти шесть наилучших значений начальных условий.

Поскольку зависимости, связывающие навигационные параметры и начальные условия, нелинейные, то условные и нормальные уравнения также будут нелинейными. Нелинейность уравнений затрудняет их решение. Однако поскольку всегда имеются априорно известные приближенные значения начальных условий q_{j_0}($j = 1, 2, \ldots, 6$), то оказывается возможной линеаризация этих уравнений. В этом случае решение задачи сводится к определению поправок Δq_j к априорным значениям начальных условий.

Предположим, что

$$q_1 = q_{10} + \Delta q_1,\ q_2 = q_{20} + \Delta q_2,\ \ldots,\ q_6 = q_{60} + \Delta q_6,$$

и подставим эти выражения в условные уравнения (2.61). Затем разложим функции Φ_i в ряды по степеням Δq_j и ограничимся первыми членами разложения. Получим линейную относительно искомых поправок систему условных уравнений

$$\Phi_i(q_{10}, q_{20}, \ldots, q_{60}) + \sum_{j=1}^{6}\left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j}\right)_{q_j = q_{j0}} \Delta q_j - h_i = 0,$$

$$i = 1, 2, \ldots, N. \qquad (2.64)$$

Число уравнений в системе (2.64) больше числа искомых величин ($N > 6$). Воспользуемся методом наименьших квадратов для перехода от N условных уравнений к шести нормальным уравнениям.

Аналогично (2.62) образуем сумму

$$S = \sum_{i=1}^{N} p_i[\Phi_i(q_{10}, q_{20}, \ldots, q_{60}) +$$

$$+ \sum_{j=1}^{6}\left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j}\right)_{q_j = q_{j0}} \Delta q_j^* - h_i]^2 = \min, \qquad (2.65)$$

где Δq_j^* ($j = 1, 2, \ldots, 6$) — наилучшие значения искомых поправок.

Условия минимума (2.65) $\frac{\partial S}{\partial \Delta q_1^*} = \frac{\partial S}{\partial \Delta q_2^*} = \ldots = \frac{\partial S}{\partial \Delta q_6^*} = 0$ дают систему из шести нормальных уравнений, определяющих наилучшие значеиия поправок:

$$A_{11}\Delta q_1^* + A_{12}\Delta q_2^* + \ldots + A_{16}\Delta q_6^* = B_1,$$

$$A_{21}\Delta q_1^* + A_{22}\Delta q_2^* + \ldots + A_{26}\Delta q_6^* = B_2,$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$A_{61}\Delta q_1^* + A_{62}\Delta q_2^* + \ldots + A_{66}\Delta q_6^* = B_6, \qquad (2.66)$$

где

$$A_{jk} = A_{kj} = \sum_{i=1}^{N} p_i\left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j}\right)_{q_j = q_{j0}}\left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_k}\right)_{q_k = q_{k0}};$$

$$B_j = -\sum_{i=1}^{N} p_i\left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j}\right)_{q_j = q_{j0}}[\Phi_i(q_{10}, q_{20}, \ldots, q_{60}) - h_i].$$

Если априорные значения начальных условий известны с большими погрешностями, то использование нелинейного приближения, соответствующего разложению (2.64), может привести к недопустимо большим ошибкам из-за неучета высших членов ряда. В этом случае используют метод последовательных приближений (итераций). Значения поправок, найденные из уравнений (2.66), рассматривают в качестве первого приближения. Считая величины $q_j^* + \Delta q_j^*$ новыми априорными значениями, указанным методом находят второе приближение поправок q_j^{**} и т. д.

Процесс вычислений заканчивается, когда полученные в двух следующих друг за другом приближениях поправки отличаются на некоторое наперед заданное значение, определяемое требуемой точностью расчета.

На практике все баллистические расчеты производятся в матричной форме. Система линейных уравнений (2.66) в матричной форме имеет вид $\mathbf{A}\Delta\mathbf{Q} = \mathbf{B}$, где $\mathbf{A}$ — квадратная матрица 6×6 с элементами A_{jk}; $\Delta\mathbf{Q}$ — вектор-столбец 6×1 поправок Δq_i^*; $\mathbf{B}$ — вектор-столбец 6×1 с элементами B_j. Введем понятие вектора-столбца 6×1 оценок элементов орбиты q_{jk} на k-м шаге итерационного процесса. Обозначим его через $\mathbf{Q}_k$. На очередном k-м шаге вектор поправок $\Delta\mathbf{Q}$ выражается следующим образом: $\Delta\mathbf{Q} = \mathbf{A}^{-1}\,\mathbf{B}$. Складывая его с вектором $\mathbf{Q}_k$, получаем вектор оценок элементов орбиты на $(k + 1)$-м шаге: $\mathbf{Q}_{k+1} = \mathbf{Q}_k + \Delta\mathbf{Q}$.

ного пункта на расстояние $R_0 = 1600$ км. Для принятой высоты полета это соответствует значению угла места $\theta_0 = 11°$ и центральному углу измерительного пункта $\beta'_{п.н} = 13°$. Подсчитаем теперь номинальные значения величин, входящих в формулу (2.75). Необходимые значения скорости $v_0 = V_I$ для круговой орбиты при высоте полета 480 км найдем из (2.14). Полагая $\rho_0 \approx 6{,}85 \cdot 10^6$ м, получаем $v_0 = V_I \approx 7500$ м/с.

Из рис. 2.21 найдем

$$\dot{R}_0/v_0 = \cos(\beta'_{п.н} + \theta_0);$$

$$v_\theta/v_0 = R_0\dot{\theta}_0/v_0 = \sin(\beta'_{п.н} + \theta_0).$$

Следовательно, при $\beta'_{п.н} = 13°$ и $\theta_0 = 11°$ имеем $\dot{R}_0/v_0 = 0{,}91$; $R_0\dot{\theta}_0 = 3034$ м/с.

Подставляя значения параметров в (2.75), получаем

$$\sigma_\rho^2 = 19 \cdot 10^{12}\sigma_\theta^2 + 11 \cdot 10^6\sigma_{\dot{R}}^2 + 57{,}5 \cdot 10^{17}\sigma_{\dot{\theta}}^2. \qquad (2.76)$$

Предположим, что в точке $\beta' = \pi$ среднеквадратическое отклонение от заданной круговой орбиты не должно превышать $\sigma_\rho = 1$ км. Допустим также, что составляющие этого отклонения, определяемые погрешностями радиоизмерений и входящие в формулу (2.76), должны быть примерно одинаковыми. Тогда получим требования к точности системы измерения: $\sigma_\theta \approx 0{,}13 \cdot 10^{-3}$ рад; $\sigma_{\dot{\theta}} \approx 2{,}4 \cdot 10^{-7}$ рад/с; $\sigma_{\dot{R}} \approx 0{,}17$ м/с.

Приведенный пример иллюстрирует методику определения требуемой точности измерительных систем.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие системы координат используются при анализе движения космических аппаратов?
2. Какие основные виды траекторий космических аппаратов существуют?
3. Как определяется первая космическая скорость?
4. Каковы основные функции бортового комплекса управления космического аппарата?
5. Какие преимущества при управлении низкоорбитальными ИСЗ дает использование спутников-ретрансляторов, находящихся на геостационарных орбитах?
6. Для какого наклонения орбиты (при прочих одинаковых параметрах) длительность сеанса связи ИСЗ с наземным пунктом будет минимальной?
7. Почему при наблюдении низкоорбитального ИСЗ со стационарного спутника-ретранслятора максимальное доплеровское смещение частоты оказывается больше, а максимальная скорость его изменения — меньше, чем при наблюдении того же ИСЗ с наземного пункта?
8. Чем ограничивается применение для связи наземного пункта с КА очень низких и высоких частот радиодиапазона?
9. Какой диапазон радиоволн и почему предпочтителен для связи наземной станции, имеющей всенаправленную антенну, с неориентированным КА?
10. Что такое энергетический потенциал радиолинии и от чего он зависит?
11. Могут ли поляризационные потери превышать 3 дБ при приеме на антенну с линейной поляризацией электромагнитных волн, имеющих круговую (эллиптическую) поляризацию?
12. В каких случаях в радиолинии КА—СР—Земля обработка сигнала на борту СР не приводит к увеличению энергетического потенциала по сравнению с прямой ретрансляцией сигнала?
13. Каковы пути уменьшения систематических погрешностей измерений при определении траектории КА?
14. Что такое условные и нормальные уравнения при определении орбиты КА по результатам измерения навигационных параметров?
15. Предположим, что в момент t_i навигационные параметры $R(t)$ и $\theta(t)$ измерены с погрешностями ΔR и $\Delta\theta$. С какой погрешностью можно определить для этого момента времени параметр орбиты КА ρ, если задана зависимость $\rho = \rho(R, \theta)$?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Иванов Н. М., Дмитриевский А. А., Лысенко Л. Н.* и др. Баллистика и навигация космических аппаратов. — М.: Машиностроение, 1986.

2. *Эльясберг.* Определение движения по результатам измерений. — М.: Наука, 1976.

3. Спутниковая связь и вещание. Справочник/Под ред. *Л. Я. Кантора.* — М.: Радио и связь, 1997.

4. *Соловьев Ю. А.* Системы спутниковой навигации. — М.: ЭКО — Трендз, 2000.

5. Radio Regulations, International Telecommunication Union. Geneva, Edition of 2001.

6. Рекомендации ITU-R P 618—7. Данные распространения и методы предсказания, необходимые для разработки системы связи Земля—Космос.

Глава 3

Командно-измерительные системы комплексов управления космическими аппаратами

3.1. Обобщенная схема командно-измерительной системы. Выбор сигнала

Командно-измерительные системы связывают между собой наземный и бортовой комплексы управления КА. Основными задачами КИС при управлении автоматическими (непилотируемыми) КА являются передача на КА командно-программной информации (КПИ), прием с КА телеметрической информации (ТМИ), измерения текущих навигационных параметров (ИТНП), а также сверка, фазирование и коррекция бортовой шкалы времени (БШВ). Для решения этих задач можно применять специализированные радиолинии передачи информации — командную и телеметрическую радиолинии, а также измерительные радиолинии, обеспечивающие измерение дальности, скорости, угловых координат и других текущих навигационных параметров. Проведение сверки, фазирования и коррекции БШВ может быть обеспечено с помощью КРЛ и радиолинии измерения дальности. Однако в современных КИС применяют совмещенные командно-измерительные радиолинии, позволяющие использовать для решения указанных задач общие антенны, приемники, передатчики и другие устройства. Это дает большой экономический эффект и позволяет значительно уменьшить массу, габариты и потребляемую электроэнергию, что особенно важно для бортовой аппаратуры.

Как видно из рис. 3.1, составы наземной станции и бортовой аппаратуры КИС во многом аналогичны. Они включают антенны, приемники, передатчики, эталонные генераторы, устройства выделения информации, устройства формирования запросного (ответного) сигнала, синтезатор частот в наземной станции и устройство формирования несущей частоты ответного сигнала в бортовой аппаратуре.

В соответствии с назначением КИС в наземной станции можно выделить устройства формирования и обработки КПИ, обработки ТМИ, формирования и обработки сигналов ИТНП,

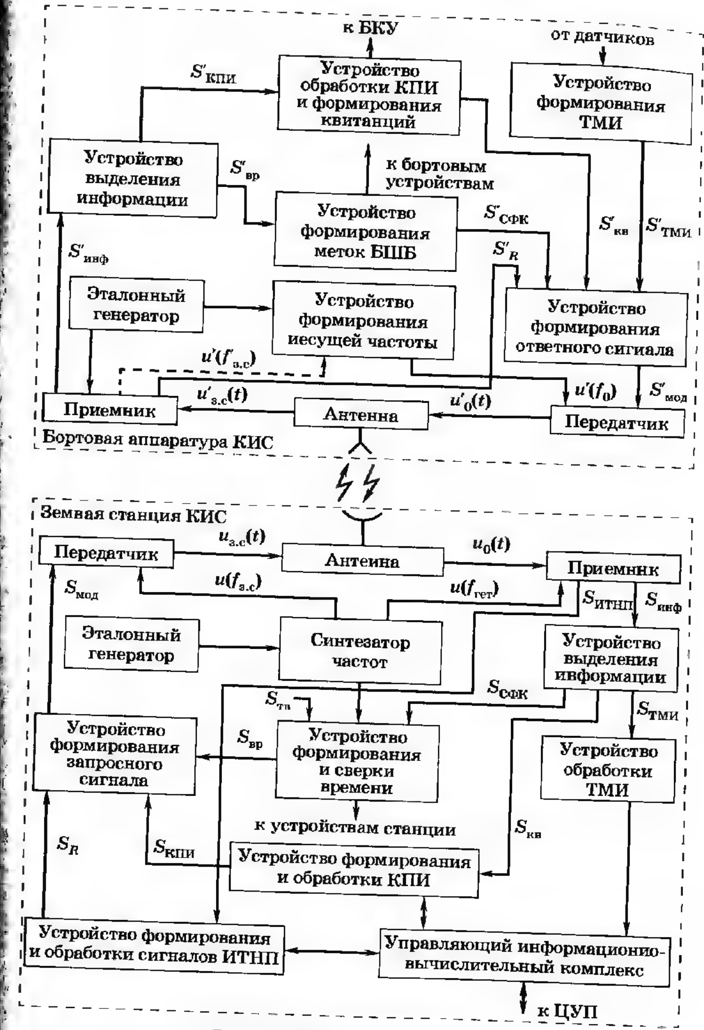


Рис. 3.1. Обобщенная схема командно-измерительной системы

формирования и сверки времени, а в бортовой аппаратуре — предназначенные для решения тех же функциональных задач устройства обработки КПИ и формирования квитанций, формирования ТМИ, формирования меток БШВ. Отметим, что в ряде КИС некоторые из изображенных на рис. 3.1 устройств объединены.

В состав наземной станции входит управляющий информационно-вычислительный комплекс, построенный на базе ЭВМ. С его помощью осуществляется автоматизированное управление станцией во время подготовки и проведения сеанса управления КА. Комплекс выполняет необходимые для этого расчеты, в нем хранятся требуемые для работы данные и полученные результаты, с его помощью осуществляется также обмен информацией с центром управления полетом КА.

До начала сеанса управления из ЦУП в наземную станцию поступают данные, содержащие номер КА, с которым должен выполняться сеанс, время и программу его проведения. Наличие априорной информации об орбите КА позволяет перед началом сеанса связи рассчитать целеуказания для наведения наземных антенн. Априорная информация используется также для прогноза доплеровского смещения частоты в наземном синтезаторе и прогноза ожидаемого времени запаздывания сигнала в радиолинии Земля—КА (КА—Земля).

Приходящая из ЦУП информация либо запоминается в устройстве формирования и обработки КПИ, либо через него в реальном масштабе времени передается на борт.

Наземный синтезатор частот из высокостабильной частоты эталонного генератора формирует несущую частоту $f_{з.с}$ запросного сигнала, частоту $f_{гет}$ гетеродина приемника, а также сетки частот, необходимые для работы других устройств станции. При этом частоты $f_{з.с}$ и $f_{гет}$ изменяются по программе в соответствии с ожидаемым доплеровским смещением частоты.

В передатчике несущее колебание модулируется по частоте или фазе низкочастотным сигналом $S_{мод}$, образованным в устройстве формирования запросного сигнала из дальномерного сигнала S_R, сигналов КПИ $S_{КПИ}$ и сигналов $S_{вр}$, предназначенных для фазирования и коррекции БШВ. Сформированный для излучения на КА высокочастотный запросный сигнал на рис. 3.1 обозначен $u_{з.с}(t)$.

Принятый наземной антенной с КА ответный сигнал $u_0(t)$ обрабатывается и демодулируется в приемнике. Низкочастотный сигнал $S_{инф}$ в устройстве выделения информации декодируется и разделяется на сигналы $S_{кв}$, $S_{ТМИ}$ и $S_{СФК}$, несущие сообщения о результатах проверки (квитанции) переданной на борт информации КПИ, ТМИ и сообщения о бортовом времени (результаты сверки, фазирования и коррекции — СФК). Сигналы $S_{кв}$, $S_{ТМИ}$ и $S_{СФК}$, а также сигнал $S_{ИТНП}$, содержащий информацию об измеренных текущих навигационных параметрах, поступают на соответствующие функциональные устройства, в которых производится их окончательная обработка.

Существуют два принципиально разных способа построения бортовой аппаратуры (БА) КИС: с некогерентным и когерентным преобразованием несущей частоты сигнала. При первом способе несущая частота ответного сигнала f_0 формируется непосредственно из частоты бортового эталонного генератора. При втором способе она формируется из частоты принятого запросного сигнала $f'_{з.с}$ и связана с ней коэффициентом преобразования a: $f_0 = a f'_{з.с}$ (a — простая дробь).

При применении когерентного преобразования несущей частоты БА КИС усложняется, поскольку появляется необходимость выделения и узкополосной фильтрации гармонического сигнала с частотой $f'_{з.с}$. Однако при этом обеспечивается высокоточное измерение радиальной скорости ИСЗ запросным доплеровским методом. Кроме того, выделенное колебание несущей частоты может быть использовано в качестве опорного при применении синхронного детектирования сигналов КПИ в БА КИС. На рис. 3.1 штриховой линией показана связь, необходимая для реализации когерентного преобразования несущей частоты в БА КИС.

Принятый бортовой аппаратурой сигнал и $u'_{з.с}(t)$ усиливается, фильтруется и демодулируется в приемнике. Здесь же выделяется для дальнейшей ретрансляции на Землю дальномерный сигнал S'_R. Низкочастотный сигнал $S'_{инф}$ в устройстве выделения информации декодируется и разделяется на сигналы $S'_{КПИ}$ и $S'_{вр}$, несущие сообщения о КПИ и земном времени (либо уходе от него бортового времени). В бортовом передатчике несущее колебание с частотой f_0 модулируется сигналом $S'_{мод}$, образованным в устройстве формирования ответного сигнала из сигналов квитанций $S'_{кв}$, времени $S'_{СФК}$, телеметрии $S'_{ТМИ}$ и ответных сигналов дальности S'_R.

При проектировании новых космических комплексов или аппаратов всегда учитывается, что запуск КА производится

для решения определенных задач, а КИС являются вспомогательными, хотя и очень важными системами, выполняющими набор стандартных функций. Высокая надежность и способность обеспечивать управление КА в различных нештатных ситуациях являются главными требованиями к КИС современных космических комплексов. Поэтому при выборе КИС для новых КА проявляется сильный консерватизм. Как правило, стремятся использовать хорошо отработанную КИС со стандартизованными сигналами в радиолиниях, обеспечивающую необходимые точности ИТНП и информативность КПИ и ТМИ. При этом периодически осуществляется модернизация аппаратурного исполнения КИС в соответствии с развитием элементной базы и вычислительной техники.

В совмещенных радиолиниях КИС производится уплотнение различных видов информации. Так, в ответной радиолинии телеметрическая информация совмещается с квитанциями КПИ и обеспечивается возможность проведения измерения текущих навигационных параметров, в первую очередь дальности. Это можно сделать, например, с помощью частотного уплотнения и трехступенчатой модуляции. На борту КА разнородную телеметрическую информацию преобразуют в цифровую форму и уплотняют в общий цифровой поток, для передачи которого применяют кодово-импульсную модуляцию (КИМ). Сигналы КИМ телеметрии и квитанций, а также дальномерный сигнал S'_R модулируют (манипулируют) по частоте или фазе свои гармонические или импульсные поднесущие на частотах $F_{ТМИ}$, $F_{кв}$ и F_R. Сумма модулированных поднесущих в свою очередь модулирует (манипулирует) по фазе несущую частоту f_0. Образованный таким образом сигнал обозначают КИМ—ЧМ(ФМ)—ФМ.

Для проведения высокоточных измерений скорости и облегчения вхождения в связь в результирующем спектре сигнала оставляют гармонику на несущей частоте. Поэтому несущее колебание манипулируют по фазе не на $\pm$ 90°, а на $\pm$ 60°. На рис. 3.2 показан примерный спектр сигнала в рассмотренной совмещенной радиолинии с модуляцией КИМ—ФМ—ФМ.

Хотя подобные методы уплотнения и не являются лучшими при современных возможностях технической реализации, они широко применяются как в российских, так и в зарубежных КИС. Это связано с указанным выше консервативным подходом при выборе КИС. Отметим, что в типичной американской КИС [1], управляющей геостационарными ИСЗ, квитанции РК входят в состав ТМИ, а вместо уплотнения в одном

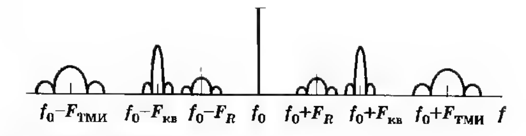


Рис. 3.2. Спектр сигнала в совмещенной радиолинии командно-измерительной системы с частотным разделением каналов

сигнале ТМИ и ответных дальномерных сигналов с борта ИСЗ одновременно излучаются смещенные один относительно другого на 1 МГц по несущей частоте два сигнала с модуляцией КИМ—ФМ—ФМ. Один из этих сигналов используется для передачи ТМИ, а другой — для передачи ответных дальномерных сигналов или дополнительной ТМИ.

Недостатком рассмотренных методов уплотнения в радиолиниях КИС является необходимость деления полной энергии между сигналами телеметрии и квитанций, дальномерным сигналом и остатком несущей частоты. В универсальной российской КИС «Каштан» [2] применяют псевдошумовые сигналы (ПШС), которые позволяют более эффективно использовать энергию сигнала при одновременной передаче информации и измерениях текущих навигационных параметров. При этом также существенно повышается помехоустойчивость радиолинии к действию узкополосных помех.

Один из возможных способов формирования ПШС с использованием противоположных фазоманипулированных сигналов поясняет рис. 3.3. Символы передаваемой информации $\mu(t) = \pm 1$ длительностью $T_{сим}$ манипулируют на 180° фазу несущего колебания $\cos \omega_0 t$. Затем полученный сигнал КИМ—ФМ $\mu \cos \omega_0 t$ также манипулируют по фазе на 180° псевдослучайной последовательностью (ПСП) с высокой тактовой частотой, для которой длительность элементарного разряда $\tau_{эл} \ll \ll T_{сим}$. В результате образуется ПШС, спектр которого в $T_{сим}/\tau_{эл}$ раз шире спектра сигнала $\mu \cos \omega_0 t$. Величина $T_{сим}/\tau_{эл}$ характеризует базу сигнала. Для облегчения приема ПШС желательно обеспечить когерентность всех изображенных на рис. 3.3 колебаний, для чего их частоты формируют от общего задающего генератора.

На рис. 3.3 период ПСП $T_{ПСП}$ равен длительности символа $T_{сим}$, а $T_{сим}/\tau_{эл} = 7$ (в реальных случаях база сигнала бывает намного бо́льшей). Поскольку в среднем число положитель-

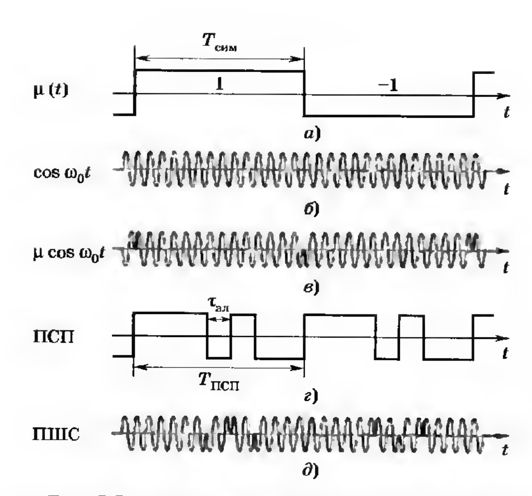


Рис. 3.3. Временная диаграмма, поясняющая принцип формирования псевдошумового сигнала:
а — символы двоичной информации; *б* — несущее колебание;
в — результат модуляции несущей двоичными символами;
г — псевдослучайная последовательность;
д — псевдошумовой сигнал

ных и отрицательных элементов в ПСП приблизительно одинаковое, то в спектре ПШС резко (в данном случае в 7 раз) уменьшается составляющая на несущей частоте и во столько же раз ослабляется действие узкополосных помех.

В рассматриваемой системе дальность измеряется по задержке ПСП, а скорость — по доплеровскому смещению несущей частоты принятого сигнала.

Отметим, что последовательность формирования ПШС (рис. 3.3, *д*) может быть иной, чем описано выше: вначале можно перемножить (сложить по модулю 2) $\mu(t)$ и ПСП (рис. 3.3, *а* и *г*), а затем их произведением манипулировать по фазе на 180° несущее колебание $\cos \omega_0 t$.

Рассмотренный вариант построения радиолинии с ПШС не единственно возможный. Например, вместо ***противоположных*** сигналов можно применять ***ортогональные***, когда разные символы (не обязательно двоичные) передаются разными взаимно ортогональными ПСП. Полученные таким образом видеосигналы модулируют несущее колебание.

Использование противоположных сигналов обеспечивает при естественных шумах энергетический выигрыш на 3 дБ по сравнению с ортогональными. Однако ортогональные сигналы существенно упрощают вхождение в связь, поскольку только в этом случае в спектре сигнала после свертки (снятия) ПСП присутствует несущая. Наличие несущей в свернутом сигнале позволяет, кроме того, использовать простейшую систему ФАП вместо более сложной схемы Костаса или схемы с обратной связью по решению. Можно упростить системы слежения за задержкой (ССЗ) в приемнике. Однако упрощения ФАП и ССЗ обеспечиваются при их неоптимальном (по критерию минимума флуктуационной ошибки) построении: оптимальные алгоритмы для ортогональных сигналов не проще, чем для противоположных. Итак, если главным требованием является минимизация флуктуационной ошибки, то следует отдать предпочтение противоположным сигналам; если же важнее упрощение аппаратуры — ортогональным.

В системах, предназначенных для работы в условиях организованных помех, обычно используются широкополосные сигналы с переменными параметрами. На практике распространены два способа их создания: с помощью псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) или с помощью псевдошумовых сигналов с переменной структурой. В обоих случаях помехоустойчивость к организованным помехам повышается благодаря применению псевдослучайной последовательности, в соответствии с которой дискретно по случайному закону (с точки зрения постановщика помех) меняется либо рабочая частота (в случае ППРЧ), либо на 180° фаза несущей (в случае ПШС). На приемной стороне радиолинии используемый на передающей стороне код (закон смены элементов ПСП) должен быть известен. Именно на разности в уровне информированности конфликтующих сторон (приемника «своих» сигналов и постановщика помех) и заложен выигрыш в гарантированной помехоустойчивости. По определению гарантированная помехоустойчивость обеспечивается при любых типах помех, мощность которых не превышает заданного значения.

Помехоустойчивость к организованным помехам возрастает с увеличением ширины спектра сигнала. Большую ширину спектра (до сотен мегагерц) можно обеспечить в случае ППРЧ. Однако дискретная перестройка рабочей частоты в таком широком диапазоне сопровождается неконтролируемыми скачками фазы несущего колебания, нарушающими коге-

рентный прием и затрудняющими измерение скорости. Поэтому в КИС КА желательно перестраивать частоту сравнительно редко, чтобы за относительно малую часть времени работы на постоянной частоте восстановить в приемнике когерентность. Однако полное время работы на постоянной частоте должно быть меньше времени, необходнмого противнику для ее определения и создания прицельной помехи. Эти обстоятельства ограничивают применение ППРЧ в КИС. В то же время н системах передачи информации, в которых не проводятся траекторные измерения, ППРЧ с быстрой сменой рабочих частот весьма перспективна.

Для повышения помехозащищенности радиолинии КИС можно использовать ПШС в сочетании с ППРЧ при относительно медленной смене частот. Расширение спектра сигнала с помощью ПШС до единиц — десятков мегагерц существенно увеличивает необходимое время разведки рабочей частоты, а следовательно, и допустимое время работы на ней. В рассматриваемых КИС изменение рабочей частоты передатчика компенсируется в приемнике соответствующим изменением частоты гетеродина, после чего задача сводится к обработке ПШС.

Проектировщику КИС также приходится решать вопрос, какой сигнал использовать для вхождения в связь: специальный синхросигнал или же основной («рабочий»). Синхросигнал позволяет существенно ускорить процесс вхождения в связь за счет замены двумерного поиска двумя последовательно выполняемыми одномерными. Такой синхросигнал состоит из двух частей. Первая — отрезок гармонического колебания (несущей) для поиска по частоте и первоначальной синхронизации системы ФАП. Вторая — отрезок гармонической несущей, инверсно модулированной ПСП (но без двоичных символов информации), для поиска по задержке и ее первоначальной синхронизации.

Определение частоты сигнала в результате поиска по частоте позволяет выполнить затем быстрый поиск по задержке с помощью цифрового согласованного фильтра. Недостатком такого синхросигнала является его более низкая помехозащищенность по сравнению с основным ПШС из-за излучения отрезка немодулированной несущей. Кроме того, введение специального синхросигнала требует определенных аппаратурных затрат.

3.2. Передача информации

В КИС, предназначенных для управления автоматическими КА, передается информация двух видов: командно-программная и телеметрическая. Для пилотируемых КА к этим видам информации добавляется связная (телефонная, телеграфная, телекодовая), а также телевизионная.

3.2.1. Передача командно-программной информации

Командно-программная информация передается по командной радиолинии. Эта информация является цифровой и состоит из разовых команд, временных программ и специальной цифровой информации, предназначенной, например, для бортовых ЭВМ. Командно-программную информацию можно поделить на отдельные слова, состоящие из определенного числа информационных символов (одиночная разовая команда, слово временно́й программы и т. д.). Если общее число разовых команд относительно небольшое, то для увеличения их помехоустойчивости можно использовать прием в целом. Однако для остальной информации реализация его существенно затруднена.

Важными требованиями, предъявляемыми к КРЛ управления КА, является крипто- и имитозащита. ***Криптозащита*** — это засекречивание передаваемой информации, ***имитозащита*** — это защита радиолинии от прохождения несанкционированной (ложной) информации, которую, в частности, может попытаться имитировать потенциальный противник.

Для выполнения требований по крипто- и имитозащите в КРЛ используются посимвольный прием и специальное кодирование. При этом криптозащита не требует избыточности. Для ее обеспечения достаточно просуммировать (по модулю два) символы передаваемого слова с таким же по длине отрезком специальной непериодической и неизвестной противнику последовательности. В отличие от этого для имитозащиты принципиально необходимо избыточное кодирование с обнаружением ошибок.

Высокие требования к достоверности передаваемой информации при возможном нарушении связи не только в результате действия в радиолинии помех, но и в результате потери КА ориентации и других причин приводят к необходимости применения в большинстве КРЛ КИС проверочной обратной связи, которая может быть решающей, информационной и комбинированной.

Структурная схема КРЛ с решающей обратной связью приведена на рис. 3.4. Предназначенная для передачи на борт информация через буферное запоминающее устройство в виде последовательности слов $a_k(m)$, каждое из которых содержит m информационных символов, поступает в кодирующее устройство (кодер). В кодере каждое k-е слово $a_k(m)$ преобразуется в кодовую комбинацию $\alpha_k(n, m)$, содержащую n символов, из которых $r = n - m$ являются избыточными. Указанная избыточность предназначена для обнаружения ошибок, хотя иногда используется и для исправления некоторых из них. Сигнал $u_{з.с}(t)$, промодулированный по частоте или фазе кодовой комбинацией $\alpha_k(n, m)$, передается по прямому каналу КРЛ на КА.

В бортовой аппаратуре производится обратное преобразование пришедшего сигнала: прием, демодуляция и декодирование. На рис. 3.4 принятая кодовая комбинация обозначена $\alpha'_k(n, m)$, а выделенное в декодере слово $\alpha'_k(m)$. Очевидно, что в результате действия помех $\alpha'_k(n, m)$ и $\alpha'_k(m)$ могут отличаться от соответствующих сигналов в наземной аппаратуре. Если в процессе декодирования не были обнаружены ошибки или обнаруженные ошибки были исправлены, то бортовое решающее устройство пропускает выделенное слово $\alpha'_k(m)$ потребителю информации и вырабатывает положительную квитанцию $b'_k(1) = +1$. Если ошибки обнаружены, но не исправлены, решающее устройство стирает принятое слово и формирует отрицательную квитанцию $b'_k(1) = -1$.

Квитанция $b'_k(1)$ содержит всего один бит информации. Она подается на бортовое кодирующее устройство, которое преобразует ее в кодовую комбинацию $\beta'_k(l, 1)$. При этом избыточность кода $l - 1$ может быть выбрана достаточно большой для достижения желаемой помехоустойчивости обратного канала КРЛ. Сигнал $u'_0(t)$, промодулированный по частоте или фазе кодовой комбинацией $\beta'_k(l, 1)$, по обратному каналу КРЛ передается на Землю. В наземной аппаратуре соответствующий квитанции сигнал принимается, демодулируется и из него выделяется кодовая комбинация $\beta_k(l, 1)$, по которой в декодере находится значение самой квитанции $b_k(1) = \pm 1$. Если квитанция положительная ($b_k(1) = +1$), то управляющее устройство разрешает передачу следующего $(k + 1)$-го слова. При отрицательной квитанции ($b_k(1) = -1$) оно вырабатывает сигнал на повторную передачу k-го слова. Повторная передача слова

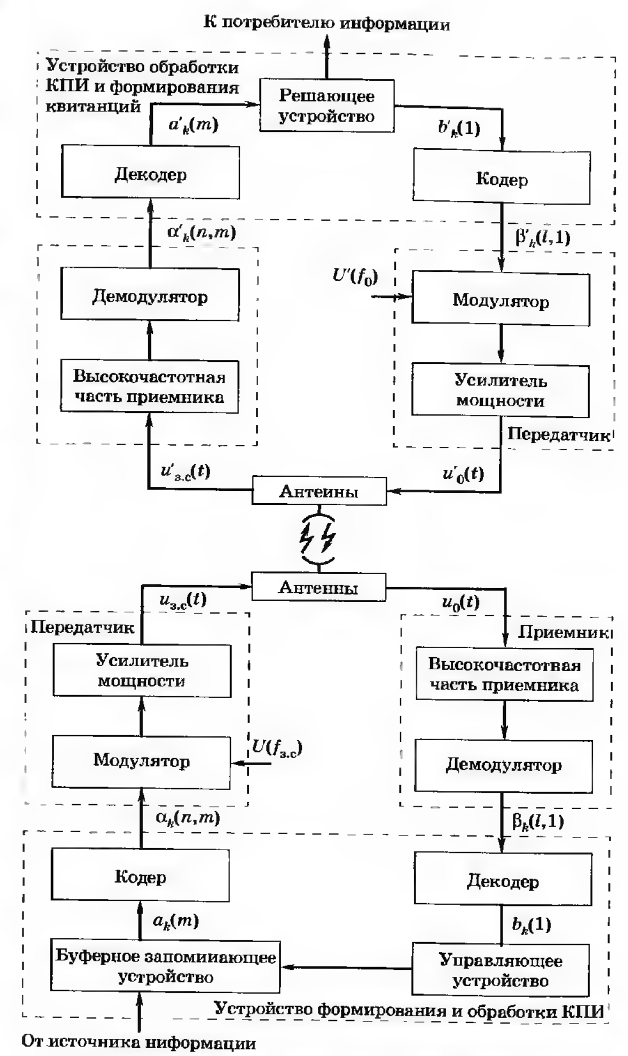


Рис. 3.4. Структурная схема командной радиолинии с решающей обратной связью

производится также при отсутствии приема квитанции в течение заранее рассчитанного времени ожидания ее прихода.

Если обозначить длительности передаваемых в радиолиниии слов $\tau_{сл}$, квитанций $\tau_{кв}$, а время распространения радиоволн по трассе Земля—КА (КА—Земля) τ_R, то в рассматриваемой КРЛ длительность одного цикла передачи

$$T_1 = \tau_{сл} + \tau_{кв} + 2\tau_R. \qquad (3.1)$$

Принципиальное отличие КРЛ с информационной обратной связью от КРЛ с решающей связью состоит в том, что в первой решение о правильности прохождения слова информации принимается на передающем конце (в наземной аппаратуре, а не в бортовой). Временная диаграмма, поясняющая работу одного из возможных вариантов КРЛ с информационной обратной связью, приведена на рис. 3.5. Переданное с Земли k-е слово длительностью $\tau_{сл}$ через время τ_R достигнет КА. На борту КА оно принимается, выделяется, записывается в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) и ретранслируется по обратному каналу на Землю. Принятое на Земле ответное k-е слово сравнивается с ранее переданным. Если указанные слова совпали, то формируется и передается на борт разрешающая посылка, если нет — то запрещающая посылка. Длительность указанных посылок, несущих, вообще говоря, один бит полезной информации, равна $\tau_{пос}$. Одновременно с формированием посылки в наземной аппаратуре выносится решение о готовности КРЛ к передаче следующего $(k + 1)$-го слова или необходимости повторения данного k-го слова.

При приеме на борту разрешающей посылки хранящееся в бортовом ОЗУ k-е слово поступает к потребителю информации. Если же на КА будет принята запрещающая посылка, то хранящееся в бортовом ОЗУ слово стирается.

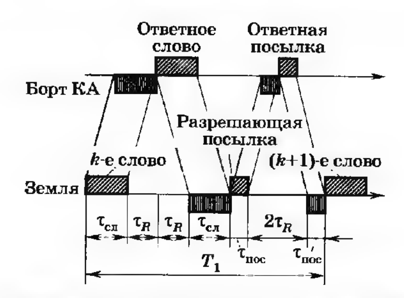


Рис. 3.5. Временная диаграмма работы командной радиолинии с информационной обратной связью

В некоторых КРЛ с информационной обратной связью производится уведомление наземной станции о приеме разрешающей или запрещающей посылки. Это делается с помощью ответной посылки, которой, в частности, может служить ретрансляция по обратному каналу принятой на борту посылки. Именно этому случаю соответствует временная диаграмма, изображенная на рис. 3.5. Длительность одного цикла передачи слова в рассматриваемой КРЛ составляет

$$T_1 = 2\tau_{сл} + 2\tau_{пос} + 4\tau_R.$$

Если радиолиния работает без уведомления о приеме разрешающей (запрещающей) посылки, то это время уменьшается:

$$T_1 = 2\tau_{сл} + \tau_{пос} + 2\tau_R.$$

Однако отказ от уведомления возможен при высокой достоверности передачи разрешающей (запрещающей) посылки, для достижения которой придется применять корректирующие коды.

Отметим, что при большом значении τ_R передача информации существенно замедляется. Для команд немедленного исполнения с этим приходится мириться, так как следующая команда, как правило, передается после получения квитанции от предыдущей. Для остальной информации влияние τ_R можно уменьшить, если передавать несколько слов (фразу) подряд и формировать общую квитанцию на все слова фразы. Для этого в бортовой аппаратуре используют буферную память и последующую перезапись неправильно принятых слов.

В КРЛ с информационной обратной связью необязательно использовать корректирующие коды, обнаруживающие ошибки, если, конечно, не требуется обеспечение имитозащиты. Отказ от корректирующих кодов, с одной стороны, проводит к упрощению бортовой аппаратуры и уменьшению длины передаваемых слов вплоть до передачи только информационных символов. С другой стороны, при ретрансляции принятых сообщений по обратному каналу практически передается такой же объем информации, что и по прямому. Поэтому КРЛ с информационной обратной связью следует применять, когда энергетический потенциал обратного канала по крайней мере не хуже, чем прямого. Однако в КИС из-за большой мощности наземных передатчиков по сравнению с бортовыми это не выполняется: энергетический потенциал радиолинии Земля—КА оказывается выше потенциала радиолинии КА—Земля (см. разд. 2.6).

Создание эффективных кодов и малогабаритной аппаратуры кодирования и декодирования наряду с указанной особенностью космических линий привело к тому, что в КИС используются преимущественно КРЛ с решающей обратной связью. Так, в российской КИС «Каштан» [2] применяется решающая обратная связь, а в ранее разработанной американской КИС, управляющей геостационарными спутниками связи, используется информационная обратная связь [1].

Достоверность передаваемой по КРЛ информации оценивается вероятностью правильного прохождения слова $p(T)$, вероятностью пропуска слова $p_{пр}(T)$ и вероятностью прохождения ложного слова $p_{л}(T)$ информации за заданное время T. Для расчета указанных вероятностей в КРЛ с обратной связью удобно воспользоваться графом состояний. На рис. 3.6 изображен такой граф для КРЛ с решающей обратной связью. После

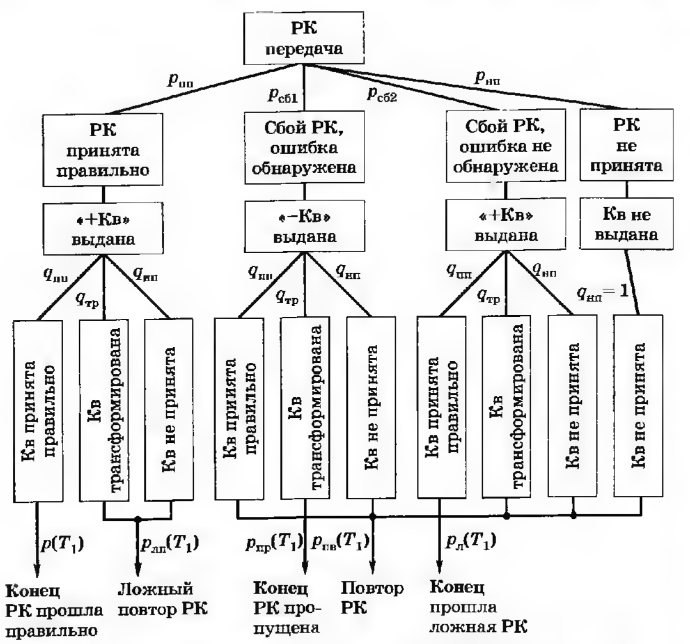


Рис. 3.6. Граф возможных состояний для КРЛ с решающей обратной связью при одном цикле передачи разовой команды

передачи по прямому каналу КРЛ слова информации, например, разовой команды (РК), в бортовой аппаратуре КРЛ произойдет одно из следующих событий:

- с вероятностью $p_{пп}$ РК будет принята правильно и выдана положительная квитанция («+Кв»);
- с вероятностью $p_{сб1}$ при приеме произойдет сбой РК, но ошибка будет обнаружена и выдана отрицательная квитанция («−Кв»);
- с вероятностью $p_{сб2}$ при приеме произойдет сбой РК, ошибка не будет обнаружена и будет выдана положительная квитанция;
- с вероятностью $p_{нп}$ РК не будет принята и, естественно, квитанция не будет выдана вообще.

Переданная по обратному каналу КРЛ квитанция может быть принята правильно с вероятностью $q_{пп}$, трансформирована в квитанцию противоположного значения с вероятностью $q_{тр}$, либо не принята вовсе с вероятностью $q_{нп}$. Очевидно, что

$$p_{пп} + p_{сб1} + p_{сб2} + p_{нп} = 1,$$

$$q_{пп} + q_{тр} + q_{нп} = 1.$$

Значения вероятностей $p_{пп}$, $p_{сб1}$, $p_{сб2}$ зависят от энергетического потенциала прямого канала радиолинии, применяемых в нем методов модуляции, кодирования и обработки; значения $q_{пп}$, $q_{тр}$ зависят от аналогичных параметров обратного канала КРЛ. Отсутствие приема РК и квитанций, характеризуемое вероятностями $p_{нп}$ и $q_{нп}$, обусловливается обычно отсутствием (нарушением) синхронизации в приемных устройствах радиолинии.

В конце одного цикла передачи, т. е. через время T_1, определяемое выражением (3.1), в КРЛ наступит одно из следующих состояний, вероятность которого находится по графу на рис. 3.6:

- передача закончилась при правильном прохождении РК с вероятностью $p(T_1) = p_{пп}q_{пп}$;
- передача закончилась без прохождения РК (пропуск РК) с вероятностью $p_{пр}(T_1) = p_{сб1}q_{тр}$;
- передача закончилась прохождением ложной РК с вероятностью $p_{л}(T_1) = p_{сб2}q_{пп}$;
- начинается повторная передача не прошедшей РК с вероятностью $p_{пв}(T_1) = p_{сб1}(q_{пп} + q_{нп}) + p_{сб2}(q_{тр} + q_{нп}) + p_{нп}$;
- начинается повторная передача уже прошедшей РК («ложный повтор») с вероятностью $p_{лп}(T_1) = p_{пп}(1 - q_{пп})$.

Отметим, что отрицательные последствия «ложного повтора» передаваемого слова информации зависят от логики работы бортовой аппаратуры. Например, плохо, если одна и та же РК может вызывать разные действия, скажем, при нечетном числе прохождений включать, а при четном — выключать аппаратуру. Если же РК выполняет одно действие, то «ложный повтор» приводит лишь к задержке выдачи следующей команды.

Если считать, что искажения информации в разные циклы передачи независимы, то приведенные вероятности легко пересчитать для произвольного k-го цикла, т. е. за время kT_1. Так, вероятность правильного прохождения команды за время kT_1 равна

$$p(kT_1) = p(T_1) + p_{\text{пв}}(T_1)p(T_1) + $$

$$+ p_{\text{пв}}^2(T_1)p(T_1) + \ldots + p_{\text{пв}}^{k-1}(T_1)p(T_1). \qquad (3.2)$$

Выражение (3.2) представляет собой сумму членов геометрической прогрессии. С учетом этого для неограниченного числа повторений имеем

$$p = p(T_1)[1 - p_{\text{пв}}(T_1)]^{-1}.$$

Аналогично находим вероятность пропуска РК

$$p_{\text{пр}} = p_{\text{пр}}(T_1)[1 - p_{\text{пв}}(T_1)]^{-1}$$

и вероятность прохождения ложной РК

$$p_{\text{л}} = p_{\text{л}}(T_1)[1 - p_{\text{пв}}(T_1)]^{-1}.$$

Для современных КРЛ командно-измерительных систем вероятность правильного прохождения РК с первого раза $p(T_1) > 0{,}995$ вероятность пропуска РК $p_{\text{пр}}$ не превышает 10^{-6}, а вероятность прохождения ложной РК $p_{\text{л}} \leqslant 10^{-6} \ldots 10^{-9}$.

3.2.2. Передача телеметрической информации

Передаваемая по телеметрической радиолинии информация содержит данные о состоянии и работе всех систем и устройств КА. В нее также могут входить сведения об окружающей КА среде и другие данные, полученные в том числе целевыми системами КА.

Объем передаваемых по телеметрической радиолинии данных о состоянии систем и устройств КА обычно зависит от того, проходит ли данный КА этап отработки и испытаний, производятся ли с ним профилактические и ремонтно-восстановительные работы или он находится в штатной эксплуатации. В последнем случае объем будет наименьшим, так как требуется лишь контроль работоспособности основных систем КА.

При передаче телеметрической информации первичные сообщения имеют самый разнообразный характер в зависимости от регистрируемых физических процессов. С помощью соответствующих датчиков они преобразуются в набор функций времени, которые и требуется передать по радиоканалу. На сложных КА число регистрируемых процессов, а значит, и каналов доходит до нескольких сотен и даже тысяч. Таким образом, телеметрические радиолинии всегда являются многоканальными.

В современных системах применяют только цифровые телеметрические радиолинии с временным уплотнением каналов. При этом для реализации временного уплотнения используют единое синхронизирующее устройство.

В общем случае на КА находятся три группы датчиков: аналоговые, цифровые и датчики событий (см. рис. 3.7). В схеме, изображенной на рис. 3.7, показано двухступенчатое временное уплотнение каналов. Вначале уплотняются каналы однотипных датчиков, а затем при формировании кадра производится уплотнение разных групп датчиков.

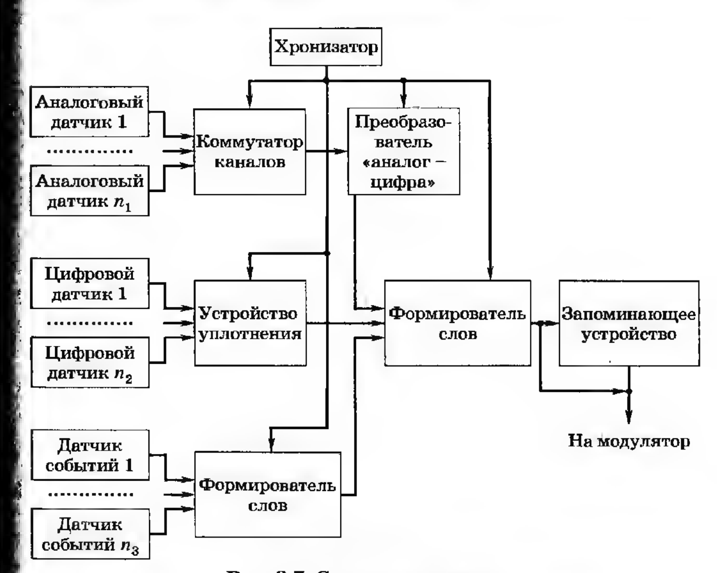


Рис. 3.7. Структурная схема бортовой аппаратуры телеметрической системы

С помощью коммутатора каналов происходит циклический опрос аналоговых датчиков, измеряющих давление, температуру, вибрации и т. п. Период опроса $T_{опр}$ зависит от скорости изменения регистрируемых процессов. Обычно его выбирают несколько меньшим, чем следует из теоремы отсчетов Котельникова: $T_{опр} < 1/(2F_{макс\ i})$, где $F_{макс\ i}$ — полоса самого широкополосного из регистрируемых процессов. Преобразователь аналог—цифра переводит уплотненные по времени выборки на выходе коммутатора в цифровые слова.

Снимаемая с аналоговых датчиков информация содержит большую избыточность. Действительно, большинство контролируемых процессов являются нестационарными, большую часть времени они мало изменяются или остаются постоянными и лишь в отдельных, хотя и наиболее важных, ситуациях скорость их изменения соответствует максимальной ширине спектра данных процессов. Сжатие данных, т. е. передача только той информации, которая определяется мгновенным спектром процесса, позволяет существенно уменьшить загрузку телеметрических радиолиний. При этом информация на выходе каналов будет появляться не по порядку их опроса, а случайным образом, что приводит к необходимости присвоения каналам условных номеров, т. е. адресов. Указанные принципы реализуются в адаптивно-адресной телеметрической системе.

Цифровыми датчиками на схеме на рис. 3.7 являются ЭВМ, входящие в состав различных бортовых устройств. Датчики событий предназначены для фиксации фактов, например включения напряжения на определенных устройствах. Если каждому такому устройству присвоить порядковый номер, то передача слова, содержащего номер, будет характеризовать включение этого устройства.

Для облегчения разделения каналов в передаваемое сообщение при формировании слов и кадров вносятся специальные синхронизирующие посылки. Часто слова разделяются одиночными положительными или отрицательными символами, а границы кадров обозначаются кодовыми вставками, имеющими узкие корреляционные функции с малым уровнем боковых пиков.

Сформированная телеметрическая информация поступает на модулятор передатчика или устройство формирования ответного сигнала в совмещенной радиолинии КИС (см. рис. 3.1) либо в запоминающее устройство для последующей передачи на Землю.

Для повышения достоверности передачи в телеметрических радиолиниях используют избыточное кодирование, исправляющее ошибки, в частности сверточные коды. Обычно для циклической телеметрии достаточной является вероятность правильного приема слова 10^{-3}, а для адаптивно-адресной — 10^{-5}.

3.3. Измерение текущих навигационных параметров

3.3.1. Измерение радиальной скорости

Измерение радиальной скорости $\dot{R}$ при радиоуправлении КА основано на определении доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала. Возможны два варианта построения доплеровских систем: беззапросные и с запросом.

Беззапросные системы. При излучении с борта КА колебания частоты $f_б$ частота принятого на наземном пункте сигнала

$$f_с = f_б\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}} \Big/ \left(1 + \frac{\dot{R}}{c}\right), \qquad (3.3)$$

где v — модуль вектора скорости КА; c — скорость распространения радиоволн. В (3.3) учтены эффекты, определяемые специальной теорией относительности.

Поскольку $\dot{R}/c \leqslant v/c \ll 1$, выражение (3.3) можно разложить в ряд, ограничиваясь малыми членами не выше второй степени:

$$f_с \approx f_б\left(1 - \frac{\dot{R}}{c} - \frac{v^2}{2c^2} + \frac{\dot{R}}{c^2}\right). \qquad (3.4)$$

Первые два члена разложения (3.4) дают известное приближенное выражение доплеровского смещения частоты:

$$F_Д \approx f_с - f_б \approx -\dot{R}f_б/c. \qquad (3.5)$$

Если расстояние между КА и измерительным пунктом уменьшается, то $\dot{R} < 0$, $f_с > f_б$ и $F_Д > 0$; если же оно увеличивается, то $\dot{R} > 0$, $f_с < f_б$ и $F_Д < 0$.

При оценке радиальной скорости с помощью формулы (3.5) допускается погрешность, определяемая квадратичными членами разложения (3.4). Если она соизмерима с другими погрешностями, то необходимо учитывать квадратичные члены разложения и пользоваться более точной формулой (3.4).

В беззапросной системе частота $f_б$ излучаемых с борта колебаний задается высокостабильным эталонным генератором. В наземной аппаратуре принимаемый сигнал усиливают, гетеродинируют на более низкую частоту и фильтруют с помощью системы ФАП. Указанные преобразования выполняют с использованием частоты $f_{эт}$ местного эталонного генератора таким образом, чтобы подлежащая измерению частота $F_{изм}$ отличалась от доплеровского смещения на постоянное значение $F_{под} = f_б - f_{з.с} > F_{Д\,макс}$, называемое частотой подставки. Здесь $f_{з.с} = af_{эт}$ — частота, сформированная из частоты местного эталонного генератора с сохранением его стабильности, a — некоторый постоянный коэффициент. Погрешность знания $F_{под}$ определяется неточностью знания частот $f_б$ и $f_{з.с}$. Итак,

$$F_{изм} = f_б - f_{з.с} + F_Д. \qquad (3.6)$$

Введение постоянной частоты подставки $F_{под} = f_б - f_{з.с}$ обеспечивает определение знака доплеровского смещения, а следовательно, и направления движения КА. Если КА приближается к измерительному пункту, то $F_{изм} > F_{под}$. Обратный знак этого неравенства свидетельствует об удалении КА от измерительного пункта.

В соответствии с (3.5) и (3.6) скорость КА находится следующим образом:

$$\dot{R}^* = -\frac{F_Д}{f_б}c = -\frac{F_{изм} - (f_б - f_{з.с})}{f_б}c. \qquad (3.7)$$

В радиосистемах измерения радиальной скорости космических комплексов применяют цифровые измерители частоты сигнала после системы ФАП. Они имеют малые аппаратурные погрешности, просто сопрягаются с ЭВМ, на которой осуществляется дальнейшая обработка получаемой информации. Работа цифровых измерителей частоты обычно основана на счете «нулей». «Нули» колебания измеряемой частоты фиксирует схема формирования импульсов в моменты перехода колебаний через нулевой уровень (например, переходы с положительной производной).

Различают два типа цифровых измерителей частоты: частотомер и периодомер. Если определяют число N периодов колебаний измеряемой частоты за фиксированный промежуток времени $T_м$, называемый мерным интервалом, то результат измерения будет пропорционален искомой частоте сигнала. Поэтому измерители этого типа называют частотомерами. В час-

томере мерный интервал формируют из n_0 периодов $T_{сч}$ сиг-ала известной счетной частоты $F_{сч}$ и

$$F_{изм} = N/T_м = N/(n_0 T_{сч}). \qquad (3.8)$$

Если определяют число n периодов $T_{сч} = 1/F_{сч}$ колебания четной частоты за промежуток времени $T_м$, образованный иксированным числом N_0 периодов $T_{изм}$ сигнала измеряемой астоты, то результат измерения будет пропорционален периоу сигнала. Поэтому измерители этого типа называют периоомерами. В периодомере

$$T_{изм} = nT_{сч}/N_0 \quad или \quad F_{изм} = F_{сч}N_0/n. \qquad (3.9)$$

Запросные системы. В запросных системах для измерения адиальной скорости используют доплеровское смещение частоты ретранслированного сигнала. Это позволяет снизить треьвания к стабильности частоты задающих эталонных генераоров. Если несущая частота запросного сигнала была $f_{з.с}$, а оэффициент преобразования частоты при ретрансляции равялся m/l, то частота принятых на измерительном пункте коебаний будет

$$f_с = \frac{m}{l}f_{з.с}\frac{1 - \dot{R}/c}{1 + \dot{R}/c}. \qquad (3.10)$$

Разлагая соотношение (3.10) в ряд и ограничиваясь членаи не выше второй степени, имеем

$$f_с \approx \frac{m}{l}f_{з.с}\left(1 - 2\frac{\dot{R}}{c} + 2\frac{\dot{R}^2}{c^2}\right). \qquad (3.11)$$

При $\dot{R}/c \leqslant 1$ первые два члена разложения (3.11) дают приблиенное выражение для доплеровского смещения частоты ретанслированного сигнала:

$$F_Д = f_с - \frac{m}{l}f_{з.с} = -\frac{2\dot{R}m}{c\,l}f_{з.с}. \qquad (3.12)$$

Из сопоставления формул (3.5) и (3.12) видно, что при $m/l = 1$ равенстве частот в запросной и беззапросной системах доплеровское смещение в первой из них в два раза выше, чем во торой.

При пользовании формулой (3.12) допускают погрешность оценке радиальной скорости, определяемую квадратичным леном разложения в (3.11). В отличие от беззапросных долеровских систем указанная погрешность зависит только от ношения $\dot{R}/c$ и не зависит от отношения v/c (см. (3.4) и 3.5)). Если эта погрешность соизмерима с другими, то необхо-

димо учитывать квадратичный член разложения и пользоваться более точной формулой (3.11).

В запросной системе в наземной аппаратуре из высокостабильного колебания эталонного генератора с частотой $f_{эт}$ формируют сигнал запроса с несущей частотой $f_{з.с}$, он принимается на борту, преобразуется по частоте в m/l раз и ретранслируется обратно. Преобразование частоты несущего колебания при ретрансляции сигналов в системах с непрерывным излучением предотвращает попадание мощных сигналов передатчиков в приемные устройства. Для исключения воздействия гармоник основной частоты отношение частот ответа и запроса выбирают дробным (m и l — взаимно простые целые числа).

В совмещенной радиосистеме для преобразования частоты в m/l раз из спектра принимаемого на борту сигнала необходимо выделить несущее колебание. Эту задачу решают с помощью узкополосной фильтрации. Полоса узкополосного фильтра должна быть достаточно малой для отделения несущего колебания от боковых составляющих спектра и обеспечения достаточно большого отношения сигнал-шум в полосе фильтра. Фильтрацию осуществляет система ФАП на относительно невысокой частоте (порядка нескольких десятков мегагерц), на которую гетеродинируется запросный сигнал.

Преобразование частоты в ретрансляторе производят так, чтобы исключить уход частоты из-за нестабильности бортового гетеродина. Для этого используют двукратное преобразование частоты, как показано, например, на схеме рис. 3.8. Как видно

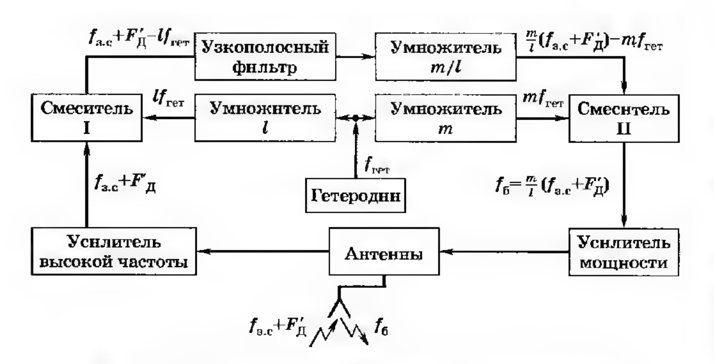


Рис. 3.8. Структурная схема бортового ретранслятора с двукратным преобразованием частоты

из схемы, излучаемая с борта частота равна $f_б = m/l(f_{з.с} + F'_Д)$ и не зависит от частоты гетеродина $f_{гет}$ ($F'_Д$ — доплеровское смещение частоты принимаемого на борту колебания).

Наземный приемник в принципе не отличается от применяемого в беззапросных системах. Для сохранения знака доплеровского смещения тоже вводится частота подставки $F_{под}$. Однако погрешность знания $F_{под}$ и нестабильность измеряемой частоты $F_{изм}$ определяются теперь только нестабильностью частоты наземного эталонного генератора, так как $F_{под} = af_{з.с}$, где a — некоторый известный коэффициент. Радиальная скорость КА в запросных доплеровских системах

$$\dot{R}^* = -\frac{F_{изм} - af_{з.с}}{2(m/l)f_{з.с}}c. \qquad (3.13)$$

В командно-измерительных комплексах нашли также применение системы измерения скорости, в которых режим измерения (запросный и беззапросный) устанавливают по соответствующей команде, например передаваемой с наземного пункта. Рассмотрим возможный вариант такой системы. Структурная схема бортовой аппаратуры приведена на рис. 3.9. В беззапросном режиме с борта КА излучается колебание с несущей частотой $f_б$, задаваемой автономным эталонным генератором. По доплеровскому смещению частоты определяют радиальную скорость так же, как в рассмотренной беззапросной системе.

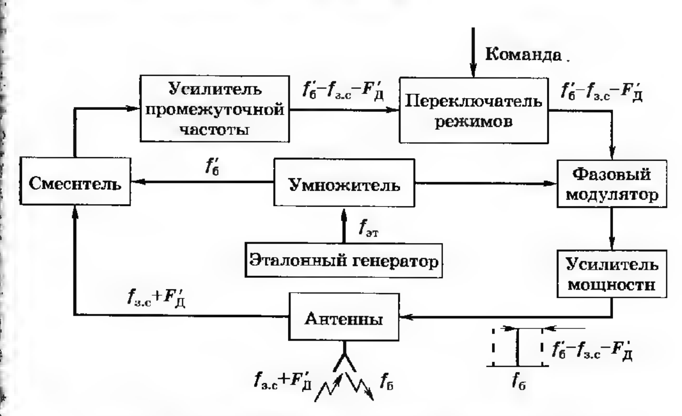


Рис. 3.9. Структурная схема бортового ретранслятора с переключением режимов измерения

В запросном режиме несущая частота $f_б$ излучаемого с борта сигнала по-прежнему задается автономным эталонным генератором и не связана с частотой запроса $f_{з.с}$, как это было в системе, функциональная схема которой представлена на рис. 3.8. Однако теперь несущее колебание модулируют по фазе сигналом, частота $f_{мод}$ которого равна разности между частотой $f'_б$, сформированной из частоты бортового эталонного генератора, и частотой принятого с Земли колебания: $f_{мод} = f'_б - f_{з.с} - F'_Д$.

Колебание модулирующей частоты содержит информацию о взаимном уходе частот сигналов бортового и наземного эталонных генераторов. Выделяя на наземном пункте доплеровское смещение несущей частоты и частоту модуляции, можно определить радиальную скорость КА, учтя при этом систематическую погрешность из-за ухода частот эталонных генераторов. Переход из одного режима измерения скорости в другой производят по командам, замыкающим или разрывающим цепь от усилителя промежуточной частоты (УПЧ) к модулятору.

К преимуществам рассмотренной системы относится то, что в запросном режиме в ней не требуется узкополосная фильтрация колебания несущей частоты принятого с Земли сигнала. Недостатком является усложнение аппаратуры наземного пункта.

3.3.2. Измерение дальности

Из многочисленных методов дальнометрии, разработанных для радиолокации [3], в КИС могут использоваться лишь те, которые удовлетворяют специфическим требованиям космических радиолиний (см. гл. 2), в частности удобны для применения при непрерывном излучении. Однако при управлении КА ряд требований, характерных для радиолокационных систем, несуществен. Например, при радиоуправлении КА не стоит задача разрешения целей, так как на борту КА имеется ответчик и априорно известно, с каким КА осуществляется сеанс связи.

Запросные и беззапросные системы. Системы измерения дальности аналогично системам измерения скорости могут быть запросными и беззапросными. В запросной системе процесс измерения дальности R состоит в посылке на борт сигналов запроса, приеме на Земле ответных сигналов и определении времени τ_R распространения сигналов по трассе Земля—КА—Земля. Очевидно, что

$$R = \tau_R c/2. \quad (3.14)$$

На рис. 3.10 изображена обобщенная структурная схема запросной системы измерения дальности. Сформированным в наземной аппаратуре периодически повторяющимся дальномерным видеосигналом $S_R(t)$ модулируется по частоте или, что бывает чаще всего, по фазе непрерывное несущее колебание. Полученный таким образом сигнал излучается на борт. Бортовой ответчик ретранслирует принятый дальномерный сигнал обратно на Землю. Каналы запроса и ответа разделяют с помощью преобразования несущей частоты принятого сиг-

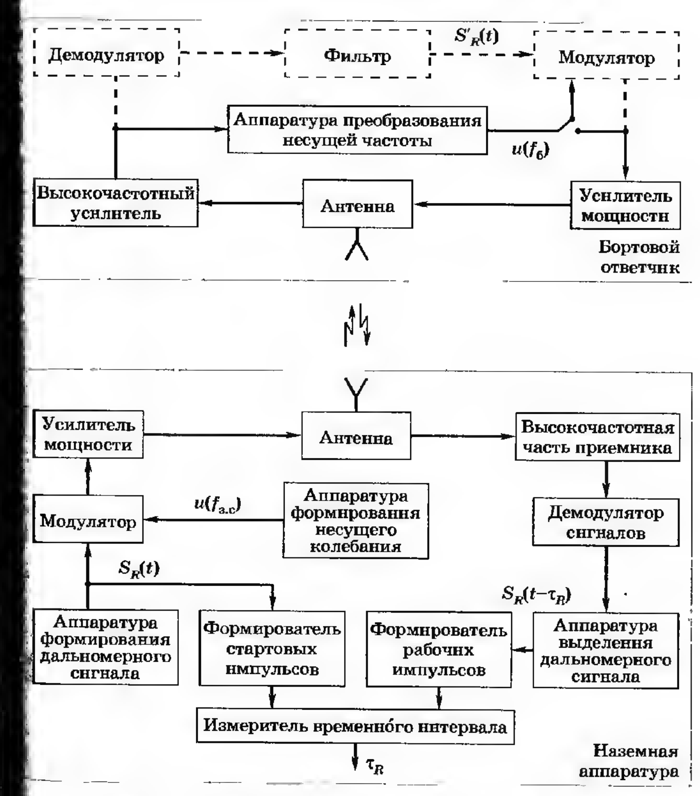


Рис. 3.10. Обобщенная структурная схема запросной системы измерения дальности

нала на борту КА, например аналогично тому, как это сделано в схеме, изображенной на рис. 3.8.

При ретрансляции в ответчике дальномерный сигнал $S'_R(t)$ либо выделяется и фильтруется, либо просто переизлучается на Землю. В первом случае схема ответчика оказывается сложиее (в нее добавочно вводятся блоки, изображенные на схеме рис. 3.10 штриховой линией), но позволяет работать при более низком энергетическом потенциале радиолиний. Кроме того, такая схема позволяет одновременно использовать дальномерный сигнал в качестве сигнала синхронизации командной радиолинии.

На Земле ретранслированные колебания принимают, демодулируют и в итоге выделяют ответный дальномерный сигнал $S_R(t - \tau_R)$. Из запросного и ответного сигналов формируют стартовые и рабочие импульсы. Стартовыми импульсами отмечается время излучения, а рабочими — время приема дальномерного сигнала. Если τ_R меньше периода $S_R(t)$, то, измеряя временно́й интервал между импульсами, однозначно находят время τ_R и, следовательно, дальность R. В противном случае приходится решать задачу однозначности измерений.

При определении времени τ_R используют цифровые измерители. Простейшая структурная схема цифрового измерителя временно́го интервала приведена на рис. 3.11. Стартовые импульсы открывают, а рабочие закрывают блок формирования строба, длительность которого будет равна τ_R. В блоке совпадения сформированный строб заполняется счетными импульсами

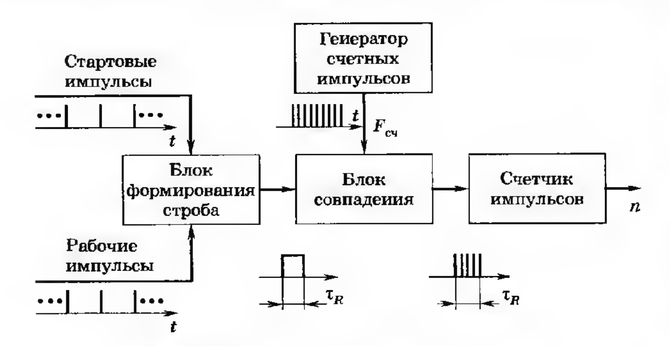


Рис. 3.11. Структурная схема цифрового измерителя временно́го интервала

звестной частоты $F_{сч}$, число n которых фиксируется в счетчи-е. Оценка времени τ_R производится по формуле $\tau_R^* = n/F_{сч}$.

В беззапросной системе процесс измерения дальности состо-т в излучении с КА сигнала, временное положение которого стко привязано к БШВ, и в измерении в местной (наземной) кале времени распространеиия τ_R этого сигнала до земной танции. Поэтому в беззапросиой системе $R = \tau_R c$. В отличие т запросной в беззапросной системе предъявляются жесткие бования к расхождению бортовой и наземной шкал време-и, для обеспечения которых используются высокостабильные тандарты частоты и периодически проводится коррекция ШВ. В остальном беззапросная система проще запросной.

Измеритель на рис. 3.11 для беззапросной системы отлича-тся от запросной лишь тем, что стартовые импульсы форми-уются не из запросного дальномерного сигнала, а из сигиала, язанного с секундными метками наземной шкалы времени.

В настоящее время запросные методы измерения дальности оручили распространение в КИС, а беззапросные — в спут-иковых радионавигационных системах ГЛОНАСС и GPS.

Псевдошумовой и фазовый многочастотный методы изме-ения. В космической радиоэлектронике наиболее распрост-ены два метода измерения дальности: псевдошумовой и зовый многочастотный. В принципе каждый из них может ыть запросным и беззапросным.

При ***псевдошумовом*** методе в качестве дальномерного сиг-ла используется псевдослучайная последовательность, чаще его в виде рекуррентной последовательности максимальной лины (М-последовательность). Она генерируется регистром двига с определенным образом подобранными обратными свя-ми (рис. 3.12). Табл. 3.1 поясняет процессы, происходящие

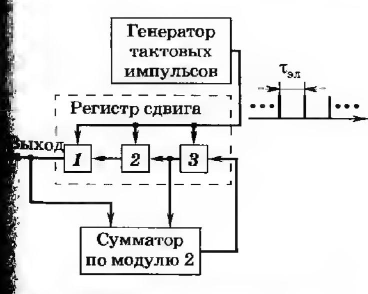


Рис. 3.12. Схема генератора ПСП

Таблица 3.1

Выход	Состояние регистра			Номер такта
	3	2	1	
	1	1	1	0
1	1	1	0	1
1 1	1	0	1	2
1 1 1	0	1	0	3
1 1 1 0	1	0	0	4
1 1 1 0 1	0	0	1	5
1 1 1 0 1 0	0	1	1	6
1 1 1 0 1 0 0	1	1	1	7

в генераторе ПСП. Такая последовательность имеет период $T_{ПСП} = (2^m - 1)\tau_{эл}$, где m — число разрядов в регистре сдвига; $\tau_{эл} = f_{такт}^{-1}$ — длительность элемента ПСП; $f_{такт}$ — тактовая частота. Лишь один раз за период ПСП идут подряд m положительных элементов, т. е. образуется самый длинный импульс. Начало этого импульса, которое будем называть границей слова ПСП, совпадает с моментом времени, когда все разряды регистра сдвига устанавливаются в состояние *1*. Метки границы формируют с помощью так называемого детектора ПСП (рис. 3.13). При псевдошумовом методе измерения дальности на рис. 3.10 роль аппаратуры формирования дальномерного сигнала играет генератор запросной ПСП; роль аппаратуры выделения дальномерного сигнала — схема слежения за задержкой, включающая в свой состав генератор местной ПСП; роль формирователей стартовых и рабочих импульсов — детекторы ПСП, а сами эти импульсы соответствуют границам слов запросной и местной ПСП.

Так как ПСП периодична, то время задержки τ_R измеряется неоднозначно:

$$\tau_R^* = kT_{ПСП} + \tau_{изм}. \qquad (3.15)$$

В выражении (3.15) τ_R^* — оценка величины τ_R (разность между ними равна погрешности измерения); $k = 0, 1, 2, \ldots$ — априорно неизвестное целое число периодов ПСП, укладывающееся за время τ_R; $\tau_{изм}$ — непосредственно измеряемый схемой, изображенной на рис. 3.11, временной интервал. Для разрешения неоднозначности (определения k) необходимы априорные сведения о величине τ_R с ошибкой, меньшей $T_{ПСП}/2$. Например, $T_{ПСП} = 10^{-3}$ с, допустимая ошибка меньше $0{,}5 \cdot 10^{-3}$ с, ей соответствует ошибка по дальности — меньше 75 км.

Отметим, что за время сеанса измерений обычно можно получить большое число отсчетов $\tau_{изм}[i]$ и соответственно $\tau_R^*[i]$. Указанные отсчеты обладают флуктуационной погрешностью со среднеквадратической величиной σ_τ, определяемой ошибкой слежения ССЗ. Для ее уменьшения иногда $\tau_R^*[i]$ усредняют на мерном интервале $T_м$:

$$\overline{\tau_R^*} = \frac{1}{R_м}\sum_{i=1}^{R_м}\tau_R^*[i],$$

где $R_м$ — число отсчетов τ_R^* за длительность мерного интервала $T_м$. Усредненную оценку τ_R^* относят к середине мерного интервала.

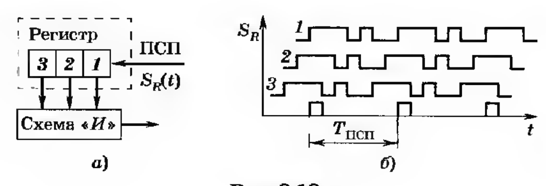


Рис. 3.13.

Рассмотрим ***фазовый многочастотный*** метод измерения дальности. Остановимся вначале на варианте дальномера, у которого дальномерный сигнал состоит из колебаний нескольких частот, излучаемых последовательно, а запаздывание измеряется отдельно на каждой частоте. В этом случае на модулятор в наземной аппаратуре (см. рис. 3.10) с выхода аппаратуры формирования дальномерного сигнала поочередно поступают l гармонических колебаний с частотами $F_{мi}$ ($i = 1, 2, \ldots, l$). Частоты этих колебаний называют масштабными.

Аппаратура выделения ответного дальномерного сигнала, стоящая на выходе демодулятора, представляет собой l однотипных систем ФАП. Каждая из них отфильтровывает колебание одной из масштабных частот. Таким образом, задача определения дальности сводится к последовательному измерению на l шкалах временных сдвигов между соответствующими синусоидальными колебаниями масштабных частот, что эквивалентно измерению фазовых набегов $\varphi_i = 2\pi F_{мi}\tau_R$, поэтому этот метод дальнометрии и называют фазовым.

Практически фазовый набег на каждой из масштабных частот измеряют как временной интервал с помощью устройства, изображенного на рис. 3.11. В моменты пересечения напряжениями масштабных частот нулевого уровня с положительной производной из синусоидальных колебаний формируют стартовые и рабочие импульсы, временной интервал между которыми несет информацию о дальности. Результаты измерений на всех масштабных частотах поступают в ЭВМ, где осуществляется разрешение неоднозначности — стыковка шкал.

Набег фазы φ_i, колебания i-й масштабной частоты $F_{мi}$ за время распространения определяется в пределах 2π, и выражение для оценки дальности может быть записано в следующем виде:

$$R^* = \frac{c}{4\pi F_{мi}}(\varphi_i + 2\pi k_i),\ i = 1, 2, \ldots, l.$$

Здесь $k_i = 0, 1, 2, \ldots$ — неизвестные числа, показывающие, сколько полных периодов частоты $F_{мi}$ укладывается за время τ_R.

Разрешение неоднозначности (определение k_i) производится при промежуточной обработке в ЭВМ и начинается с самой низкой масштабной частоты $F_{м1}$ с использованием априорных сведений о времени распространения τ_R. Затем переходят к разрешению неоднозначности на частоте $F_{м2}$ с использованием результатов измерения на частоте $F_{м1}$, и так далее до самой высокой частоты $F_{мl}$. Такая последовательность разрешения неоднозначности объясняется тем, что как погрешность измерения, так и диапазон однозначности обратно пропорциональны значению масштабной частоты. В результате точность измерения определяется самой высокой частотой $F_{мl}$, а диапазон однозначности — самой низкой $F_{м1}$.

Если априорная ошибка при определении дальности достаточно велика, то для однозначного измерения требуются очень низкие масштабные частоты. В этом случае для образования наиболее грубых шкал целесообразно использовать разность близких модулирующих частот.

В другом варианте фазового дальномера неоднозначность разрешается непосредственно в приемнике, а не в процессе промежуточной обработки на ЭВМ. В этом случае дальномерный сигнал $S_R(t)$ представляет собой совокупность колебаний кратных масштабных частот, сформированных с помощью цепочки делителей частоты от общего задающего генератора. Перед поступлением в модулятор все колебания фазируют. В момент времени, когда фазы всех масштабных частот совпадают, вырабатываются стартовые импульсы.

Схема выделения дальномерного сигнала представляет собой цифровое устройство регенерации частот, входящих в дальномерный сигнал. Это устройство генерирует колебания, когерентные с принятыми колебаниями, поступающими на него с демодулятора сигнала (см. рис. 3.10). Для этого колебание наивысшей из частот $f_{мl}$ подают на вход цепочки цифровых делителей, которая вырабатывает колебания всех остальных частот. Если кратность масштабных частот $F_{мl}/F_{м(l-1)} = a$, то восстановленный сигнал частоты $F_{м(l-1)}$ будет либо в фазе с принятым колебанием той же частоты, либо будет иметь дискретную разность фаз, кратную $360°/a$. Фазы восстановленного и принятого сигналов сравнивают, а затем восстановленный сигнал дискретно сдвигают по фазе до тех пор, пока разность фаз не будет равна нулю.

После того как колебание с частотой $F_{м(l-1)}$ засинхронизировано, той же операции подвергаются колебания с частотами

$F_{м(l-2)}$, $F_{м(l-3)}$ и вплоть до самой низкой частоты $F_{м1}$. В результате сигнал $S_R(t-\tau_R)$ на выходе аппаратуры выделения дальномерного сигнала будет представлять собой совокупность колебаний масштабных частот, сфазированных между собой так же, как излучаемый сигнал $S_R(t)$, но задержанный на время τ_R.

Поскольку для работы цепочки цифровых делителей требуется лишь напряжение наивысшей частоты, то после фазирования сигналов колебания всех низких частот могут больше не излучаться. Приемник будет отслеживать дальномерный сигнал с точностью до фазы колебания наивысшей частоты $F_{мl}$, а выдавать рабочие импульсы с периодом наинизшей частоты $F_{м1}$.

Сравним фазовый многочастотный и псевдошумовой методы дальнометрии. Основными преимуществами фазового метода являются относительная простота узкополосной фильтрации дальномерного сигнала на борту КА и быстрое вхождение в синхронизм следящих систем, обеспечивающих фильтрацию. Это связано с тем, что в фазовом методе дальномерный сигнал состоит из сравнительно небольшого числа гармонических составляющих (модулирующих частот), тогда как ПШС занимает почти полностью участок спектра, ширина которого ориентировочно равна наивысшей модулирующей частоте при фазовом методе дальнометрии (при приблизительно одинаковых точностях обоих методов). Преимуществом псевдошумового метода дальнометрии являются возможность измерения больших расстояний при наличии одной шкалы и удобство использования в совмещенных радиолиниях КИС.

Отметим, что в ряде КИС нашел применение двухшкальный дальномер, в котором для грубого определения дальности используется ПШС, а для точного — одна достаточно высокая масштабная частота.

3.3.3. Измерение угловых координат и их производных

Направление на объект определяется угловыми координатами. Системы, измеряющие угловые координаты, называются ***пеленгаторами***. В измерительной (топоцентрической) системе координат $Ox_тy_тz_т$ (см. рис. 2.4) угловыми координатами КА являются азимут ψ и угол места θ. Для их определения при радиоуправлении КА используются одно- и многоантенные (базовые) пеленгаторы. Одноантенные пеленгаторы имеют антенну, оборудованную системой автосопровождения. Показания углов снимают с датчиков, фиксирующих положение ее осей.

Одноантенные пеленгаторы широко применяются в радиолокаторах и радиовизирах систем управления. В командно-из-

мерительных комплексах они используются в основном для измерения углов геостационарных ИСЗ. В этом случае антенна имеет достаточно большое зеркало, формирующее узкую диаграмму направленности. Направление на источник радиосигнала определяется либо по максимуму принимаемого сигнала (экстремальный метод), либо равносигнальными методами (метод конического сканирования, моноимпульсный метод). При равносигнальных методах с помощью специальных облучателей формируются пересекающиеся на заданном уровне парциальные диаграммы направленности. Моноимпульсные пеленгаторы и пеленгаторы с коническим сканированием подробно описаны в различных книгах по радиолокации [3].

Пеленгаторы экстремального тнпа уступают по точности моноимпульсным, но проще и дешевле их. Это обстоятельство привело к широкому применению таких пеленгаторов в земных станциях спутниковой связи и вещания, а также в специализированных западных КИС, обеспечивающих управление геостационарными спутниками.

Кратко остановимся на особенностях работы пеленгаторов экстремального типа при работе с ГСС.

Под действием притяжения Солнца, Луны, неравномерностей гравитационного поля Земли и других факторов параметры орбиты ГСС медленно изменяются. Для точного наведення антенн на ГСС периодически проводятся (один раз в 20...60 мин) сеансы подстройки. Во время этих сеансов антенна последовательно (сначала по азимуту, а затем по углу места) делает серию из N пробных шагов, на каждом из которых измеряется уровень принимаемого сигнала U_i (i = 1, 2, ..., N). Зависимость U_i от угла ψ (или θ) поворота антенны $U_i(\psi - \psi_0)$ с точностью до постоянного коэффициента совпадает с ее диаграммой направленности. Здесь ψ_0 — угол азимута, соответствующий максимуму диаграммы направленности.

В течение сеанса подстройки, который обычно длится не более 30 с, угловое положение ГСС практически не меняется. Это позволяет, зная форму диаграммы направленности и обрабатывая результаты серии измерений U_i по методу наименьших квадратов, определить направление на КА.

С высокой точностью направление на любой КА можно измерить с помощью многоантенных пеленгаторов, имеющих достаточно большую базу. Отметим, что базой пеленгатора называется расстояние между фазовыми центрами составляющих его антенн. Поскольку в таких пеленгаторах направление на КА определяется по фазе принимаемых радиосигиалов, то их часто называют ***фазовыми***.

Рассмотрим измерение угловых координат с помощью фазового пеленгатора. Обратнмся к рис. 3.14. Допустим, что три антенны пеленгатора A_1, A_2, A_3 расположены в горизонтальной плоскости на поверхности Земли по осям координатной системы. Причем антенны A_1 и A_3 находятся на оси $x_т$ и образуют базу величиной d, а антенны A_1 и A_3 расположены на оси $z_т$ и образуют вторую базу, также равную d. Расстояние от КА до антенн A_1, A_2 и A_3 обозначим через R_1, R_2, R_3. При применении фазовых пеленгаторов направление на КА удобнее задавать не углами ψ и θ, а направляющими косинусами, т. е. косинусами углов ε_1 и ε_2.

При большом удалении КА ($R \gg d$) приходящие в антенны радиолучи можно считать параллельными. В этом случае разность фаз между сигналами в антеннах A_1, A_2 и A_1, A_3, как видно из прямоугольных треугольников $A_1A_2A'_2$ и $A_1A_3A'_3$, определяется разностью хода лучей на отрезках $A_1A'_2 = d\cos\varepsilon_1$ и $A_1A'_3 = d\cos\varepsilon_2$. Поскольку фазу радиосигнала можно измерять в пределах 2π, то измеренные разности фаз Φ_{12} н Φ_{13} между сигналами в антеннах A_1, A_2 и A_1, A_3 будут равны

$$\Phi_{12} = (2\pi d/\lambda)\cos\varepsilon_1 - 2\pi k_1, \qquad (3.16а)$$

$$\Phi_{13} = (2\pi d/\lambda)\cos\varepsilon_2 - 2\pi k_2, \qquad (3.16б)$$

где λ — длина волны радиосигнала; k_1 и k_2 — целые числа, обеспечивающие выполнение условий $-\pi \leqslant \Phi_{12} \leqslant \pi$ и $-\pi \leqslant \Phi_{13} \leqslant \pi$.

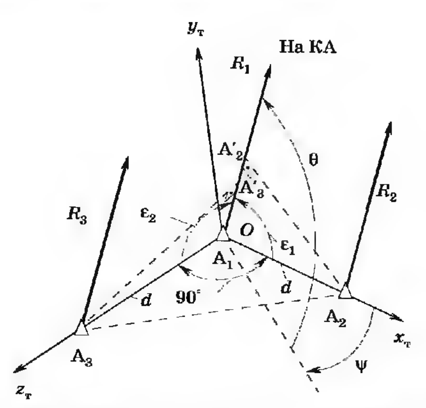


Рис. 3.14. Геометрические соотношения в фазовом пеленгаторе

По измеренным значениям Φ_{12} и Φ_{13} из (3.16) находятся направляющие косинусы КА. При этом, как и при фазовом методе измерения дальности, может возникнуть задача разрешения неоднозначности измерений, которая по существу сводится к вычислению чисел k_1 и k_2. Для разрешения неоднозначности необходимы грубые значения углов или направляющих косинусов. Для их нахождения используются одноантенные пеленгаторы или дополнительные пары антенн, расположенные вдоль основной базы на меньшем расстоянии один от другого. Неоднозначность можно также исключить, применив модулированный радиосигнал и дополнительно измерив разность фаз на частоте модуляции.

При необходимости измеренные значения направляющих косинусов пересчитываются в азимут и угол места по формулам тригонометрии:

$$\psi = \operatorname{arctg}(\cos\varepsilon_1/\cos\varepsilon_2),$$

$$\theta = \arccos\sqrt{\cos^2\varepsilon_1 + \cos^2\varepsilon_2}. \qquad (3.17)$$

Однако при вычислении траектории движения КА пересчет по формулам (3.17), как правило, не производится и при вторичной обработке в качестве навигационных параметров непосредственно используют направляющие косинусы.

Так как оба соотношения (3.16) идентичны, то в дальнейшем будем определять один направляющий косинус и в обозначениях опустим индексы. Из (3.16) имеем

$$\cos\varepsilon = (\lambda/d)[\Phi/(2\pi) + k]. \qquad (3.18)$$

Обычно в фазовый пеленгатор для раскрытия неоднозначности вводят несколько баз. Каждой из них соответствует определенная измерительная шкала. Стыковка шкал производится в ЭВМ так же, как и в многочастотном фазовом дальномере.

Разность фаз Ф удобнее измерять на достаточно низкой частоте. Поэтому принятые разнесенными антеннами радиосигналы преобразуются по частоте так, чтобы сохранилась первоначальная разность фаз принятых сигналов. С этой точки зрения наиболее интересны пеленгаторы, у которых принятые антеннами сигналы получают основное усиление в общем тракте (рис. 3.15). Это позволяет снизить аппаратурные погрешности. Излучаемые бортовым передатчиком сигналы принимаются на две разнесенные антенны A_1 и A_2, усиливаются усилителями высокой частоты и подаются на смесители I и

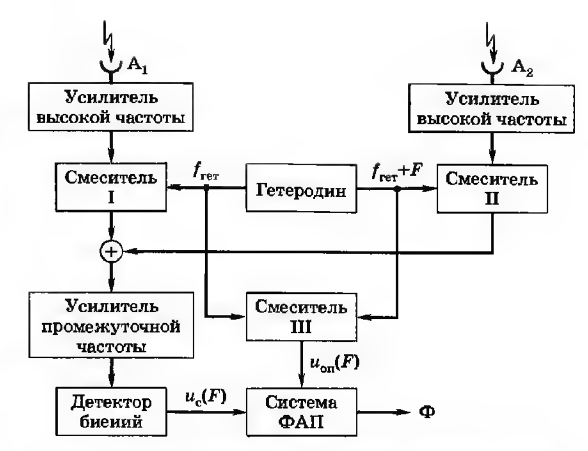


Рис. 3.15. Упрощенная схема фазового пеленгатора

II одновременно со сдвинутыми на некоторую частоту F сигналами гетеродинов. В результате сигналы, поступающие из первой и второй антенн, преобразуются в сигналы с различными промежуточными частотами. После сложения оба сигнала поступают в общий усилитель промежуточной частоты, в котором осуществляется основное усиление. Разность гетеродинных частот F выбирается достаточно малой, такой, чтобы фазовые сдвиги в этом усилителе практически не влияли на измеряемую разность фаз принятых сигналов.

Напряжение с выхода усилителя детектируется детектором биений, и из него выделяется сигнальное колебание u_c с частотой F. Оно поступает на систему ФАП, в которой выполняется основная фильтрация. На эту систему поступает также опорное $u_{оп}$ колебание частоты F, формируемое на выходе смесителя III из колебаний гетеродинных частот $f_{гет}$ и $f_{гет} + F$. Разность фаз Ф сигнального и опорного колебаний несет информацию о направляющем косинусе КА. Ее измеряют либо цифровым фазометром после системы ФАП, либо самой этой системой, называемой в этом случае следящим фазометром.

Измерение производных угловых координат. В КИС обычно измеряются производные направляющих косинусов $\dot{U}_1 = \frac{d\cos\varepsilon_1}{dt}$ и $\dot{U}_2 = \frac{d\cos\varepsilon_2}{dt}$. При необходимости от производных

$\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ можно перейти к угловым скоростям по азимуту и углу места по формулам, полученным дифференцированием по времени соотношений (3.17):

$$\dot{\psi} = (\dot{U}_1 \cos \psi - \dot{U}_2 \sin \psi)/\cos \theta,$$

$$\dot{\theta} = (\dot{U}_1 \sin \psi + \dot{U}_2 \cos \psi)/\sin \theta.$$

Для определения производных $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ используются разнесенные на местности антенны с взаимно перпендикулярными базами, ориентированные в пространстве так же, как при измерении направляющих косинусов (см. рис. 3.14).

Рассмотрим измерение производной одного из направляющих косинусов. Дифференцируя по времени выражение (3.18), имеем

$$\dot{U} = \frac{d \cos \varepsilon}{dt} = \frac{\lambda}{d} \frac{\dot{\Phi}}{2\pi} = \frac{\lambda}{d} \delta F_{\text{Д}}. \qquad (3.19)$$

Таким образом, для оценки $\dot{U}$ необходимо измерять скорость изменения разности фаз сигналов, принятых разнесенными антенами, т. е. определять разность доплеровских частот принимаемых сигналов $\delta F_{\text{Д}}$. Отсчеты $\dot{U}$ в отличие от отсчетов направляющих косинусов получаются однозначными независимо от размеров базы d.

3.4. Особенности аппаратно-программного построения совмещенных приемных трактов космических радиолиний

Особенности построения таких систем рассмотрим на примере совмещенной космической радиосистемы, использующей ПШС [4].

Приемная система в рассматриваемом случае решает задачи:

- вхождения в связь по несущей частоте и задержке ПСП (двумерный поиск);
- синхронизации и свертки ПСП;
- синхронизации и демодуляции колебания на несущей (промежуточной) частоте;
- синхронизации и демодуляции двоичных символов информации;
- измерения параметров сигналов.

Синхронизация и свертка ПСП достигается применением замкнутой системы фазовой синхронизации ПСП, называемой схемой слежения за задержкой. Свертка ПСП заключается в умножении принимаемого ПШС на опорную («местную») ПСП, вырабатываемую ССЗ, и в последующей относительно узкополосной фильтрации (по сравнению с шириной спектра ПШС). В результате свертки получают сигнал, модулированный двоичными символами, но не ПСП.

Рассматриваемая аппаратно-программная приемная система (рис. 3.16) содержит три основные части: аналоговую, цифровую аппаратную, реализованную с помощью средств жесткой логики, и цифровую программную (микроЭВМ). В аналоговой части (не показанной на рис. 3.16) выполняются усиление, предварительная фильтрация и преобразование частоты сигнала, в цифровой аппаратной — те алгоритмы или их фрагменты, которые требуют высокого быстродействия. В процессе обработки сигнала в цифровой аппаратной части происходит сжатие его спектра, что позволяет существенно снизить частоту поступления чисел в программную часть. В программной части реализуются относительно медленные алгоритмы обработки, требующие, однако, более развитой ло-

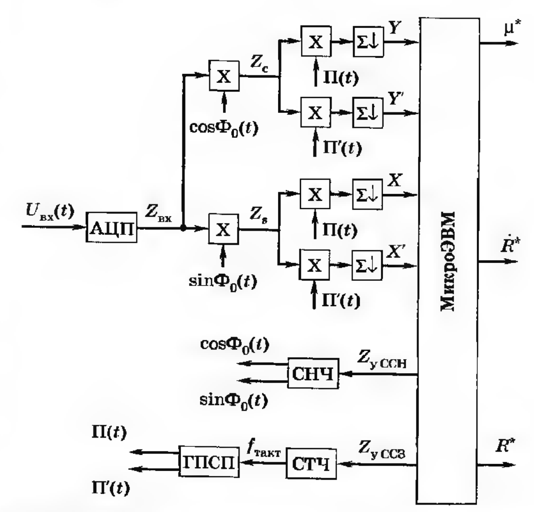


Рис. 3.16. Пример аппаратно-программной приемной системы

гики и расширенных арифметических возможностей. Универсальный характер программной реализации алгоритмов позволяет совместить в микроЭВМ различные по характеру алгоритмы: поиска и обнаружения сигнала, выделения символов двоичной информации μ^*, оценки частоты несущего колебания (радиальной скорости $\dot{R}^*$) и задержки ПСП (дальности R^*), формирования управляющих сигналов систем слежения за несущей (ССН) и за задержкой $z_{\text{у ССН}}$ и $z_{\text{у ССЗ}}$. Отметим, что символы двоичной информации выделяются в микроЭВМ лишь при относительно низкой символьной частоте; в противном случае синхронизация и демодуляция символов выполняются в аппаратной, а не в программной части.

В современных цифровых приемниках широко используют комплексные цифровые сигналы. В частности, в схеме рис. 3.16 из аппаратной в программную часть приемника поступают два комплексных сигнала $\dot{Z} = Y + jX$ и $\dot{Z}' = Y' + jX'$. Первый из них ($\dot{Z}$) используется для реализации всех алгоритмов приемной системы, а второй ($\dot{Z}'$) — лишь для алгоритма ССЗ. Эти сигналы образуются накопительными сумматорами со сбросом $\Sigma\downarrow$. Сумматоры $\Sigma\downarrow$ накапливают числа, поступающие на их вход с высокой частотой дискретизации (например, $f = 40$ МГц) в течение некоторого времени накопления $T_{\text{нак}}$ (например, $T_{\text{нак}} = 1$ мс), после чего накопленные числа X, Y, X', Y' сбрасываются в буферные регистры (на рис. 3.16 не показаны), сумматоры $\Sigma\downarrow$ мгновенно обнуляются и заново начинают накапливать входные числа. Все накопленные числа считываются из буферных регистров в микроЭВМ, где подвергаются дальнейшей обработке.

Использование комплексных сигналов облегчает реализацию оптимальных алгоритмов обработки. Так как входной сигнал приемной системы аналоговый и действительный, то необходим переход от аналогового сигнала к цифровому и от действительного к комплексному, представляемому чаще всего квадратурными компонентами комплексной огибающей входного сигнала.

Переход от аналогового сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ к цифровому $Z_{\text{вх}}$ осуществляется аналого-цифровым преобразователем (АЦП), а от цифрового действительного $Z_{\text{вх}}$ к комплексному $\dot{Z}_{\text{вх}} = Z_{\text{c}} + jZ_{\text{s}}$ — с помощью двух перемножителей входного сигнала $Z_{\text{вх}}$ на квадратурные опорные колебания $\cos\Phi_0(t)$ и $\sin\Phi_0(t)$. Для

наглядности эти гармонические опорные колебания записаны как аналоговые (так же как и кодовые опорные колебания $\Pi(t)$ и $\Pi'(t)$, рис. 3.17), хотя на самом деле в схеме рис. 3.16 все эти опорные колебания цифровые. Они генерируются цифровыми устройствами: синтезатором несущей частоты (СНЧ) и генератором ПСП (ГПСП). Тактовая частота $f_{\text{такт}}$ для последнего образуется синтезатором тактовой частоты (СТЧ).

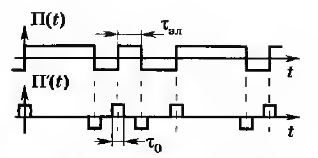


Рис. 3.17. Опорные сигналы

Контур ССН замыкают через первую пару перемножителей на рис. 3.16 с помощью опорных сигналов $\cos\Phi_0(t)$, $\sin\Phi_0(t)$. Контур ССЗ замыкают через СТЧ, ГПСП и четверку перемножителей с помощью опорных сигналов $\Pi(t)$, $\Pi'(t)$. Перемножители с сумматорами на рис. 3.16 образуют цифровые корреляторы.

Схема слежения за несущей работает в одном из двух режимов: когерентном (режим ФАП) и некогерентном (режим частотной автоподстройки ЧАП). Первый режим является основным, второй — вспомогательным, используемым на короткое время на этапе вхождеиия в связь.

Схема слежения за задержкой также может работать в некогерентном и в когерентном режимах — в режиме вхождения в связь и в режиме слежения.

Как видно из рис. 3.16, различие между сигналами $\dot{Z} = Y + jX$ и $\dot{Z}' = Y' + jX'$ обусловлено различием используемых при их формировании опорных колебаний $\Pi(t)$ и $\Pi'(t)$, представляющих собой ПСП и производную ПСП, реализуемую в виде конечной разности:

$$\Pi'(t) = 0{,}5[\Pi(t + \tau_0/2) - \Pi(t - \tau_0/2)].$$

Здесь τ_0 — длительность импульса (строба) в сигнале $\Pi'(t)$.

Управляющие сигналы $z_{\text{у ССЗ}}$ и $z_{\text{у ССН}}$ определяют отклонения тактовой частоты ПСП $f_{\text{такт}}$ и частоты опорных колебаний ω_0 от их номинальных (средних) значений $f_{\text{такт0}}$ и ω_{00}, соответствующих нулевому доплеровскому сдвигу:

$$f_{\text{такт}} = f_{\text{такт0}} + \Delta F_{\text{такт}} z_{\text{у ССЗ}}; \quad \omega_0 = \omega_{00} + 2\pi\Delta F_{\text{нес}} z_{\text{у ССН}}.$$

Здесь $\Delta F_{\text{такт}}$ и $\Delta F_{\text{нес}}$ — дискреты перестройки частоты соответствующих синтезаторов.

Для программной обработки информации в микроЭВМ используется специальное математическое обеспечение, основу которого составляют функциональные алгоритмы, реализующие в процессе обработки отсчетов (X, Y) и (X', Y') все функции приемной системы по вхождению в связь, слежению, выделению двоичных символов, измерениям текущих навигационных параметров. Приведем примеры типичных функциональных алгоритмов.

Поясним алгоритм вхождения в связь, предназначенный для обнаружения сигнала и относительно грубого измерения его параметров: частоты несущей и задержки ПСП. Обе задачи (обнаружение и измерение) решаются одновременно с помощью нахождения пика функции неопределенности $Z^2(f, \tau) = X^2(f, \tau) + Y^2(f, \tau)$. Эта функция зависит от расстройки по частоте f и по задержке τ опорных колебаний, формируемых синтезаторами, относительно частоты несущей и задержки ПСП на входе приемника (влияние начальной фазы несущей исключается благодаря суммированию X^2 и Y^2). Ширина максимального пика функции $Z^2(f, \tau)$ равна приблизительно $1/T_{\text{нак}}$ по частоте и $\tau_{\text{эл}}$ по задержке. Для обнаружения максимального пика необходимо обеспечить $f \leqslant 1/T_{\text{нак}}$, $\tau \leqslant \tau_{\text{эл}}$. Для выполнения этих условий при последовательном поиске частоту и задержку опорных колебаний относительно медленно перестраивают во всем диапазоне их неопределенности. При этом микроЭВМ определяет максимальное значение $Z^2_{\text{макс}}$ величины $Z^2 = X^2 + Y^2$, сравнивает его с некоторым порогом $Z^2_{\text{пор}}$ и в случае $Z^2_{\text{макс}} > Z^2_{\text{пор}}$ принимает решение о наличии сигнала, причем в качестве оценок его частоты и задержки выдает соответствующие параметры опорных колебаний, при которых $Z^2 = Z^2_{\text{макс}}$. Эти оценки подают в ССН и в ССЗ для ввода их в синхронизм.

Подобный последовательный поиск наиболее прост, так как не требует дополнительных аппаратных затрат, но и наиболее продолжителен. Для сокращения времени вхождения в связь используют последовательно-параллельный или параллельный поиск, осуществляемый специальными системами вхождения в связь.

Параллельный поиск основан на одновременном аппаратном вычислении значений функции $Z^2(f, \tau)$ во всем диапазоне неопределенности аргументов f и τ с шагом соответственно $1/T_{\text{нак}}$ и $\tau_{\text{эл}}$. Это обеспечивает минимум времени вхождения в связь, но приводит к максимальным аппаратным затратам. При последовательно-параллельном поиске последовательный поиск осуществляется по одному аргументу (например, по τ), а параллельный — по второму (по f). По времени вхождения в связь и по аппаратным затратам этот поиск занимает промежуточное положение между последовательным и параллельным.

После выдачи целеуказаний по задержке и частоте функциональный алгоритм вхождения в связь отключают и вместо него включают в работу функциональные алгоритмы двух некогерентных следящих систем: некогерентной ССЗ и некогерентной ССН — системы частотной автоподстройки (ЧАП). В микроЭВМ запрограммированы по два функциональных алгоритма для каждой из этих систем: дискриминаторов, вырабатывающих сигналы ошибки $z_{\text{д ССЗ}}$, $z_{\text{д ЧАП}}$ на основе обработки отсчетов (X, Y), (X', Y'), и цифровых фильтров, преобразующих сигналы ошибки $z_{\text{д ССЗ}}$ и $z_{\text{д ЧАП}}$ соответственно в управляющие сигналы $z_{\text{у ССЗ}}$ и $z_{\text{у ССН}}$.

Примером алгоритма некогерентного дискриминатора ССЗ является следующий:

$$z_{\text{д}} = XX' + YY'. \qquad (3.20)$$

Анализ показывает, что математическое ожидание сигнала ошибки $z_{\text{д}}$ в этом алгоритме при равенстве частот опорного колебания ω_0 и входного сигнала $\omega_{\text{с}}$ не зависит от фазового сдвига φ между ними, как и должно быть в строго некогерентных алгоритмах. Расстройка частот $\Omega = \omega_{\text{с}} - \omega_0$ приводит к умножению дискриминационной характеристики* на множитель $(\sin x)/x$, где $x = 0{,}5\Omega T_{\text{нак}}$. Следовательно, для обеспечения работоспособности некогерентного алгоритма ССЗ необходимо обеспечить выполнение условия $\Omega T_{\text{нак}} < 2\pi$.

Часто используемый алгоритм дискриминатора системы ЧАП имеет вид

$$z_{\text{д}}[R] = X[R]Y[R-1] - Y[R]X[R-1]. \qquad (3.21)$$

Здесь R — порядковый номер вводимых в микроЭВМ чисел.

---

* Напомним, что дискриминационной характеристикой $a(\lambda)$ называется зависимость математического ожидания выходного сигнала дискриминатора от ошибки слежения λ. Для ССЗ $\lambda \equiv \tau$, для ЧАП $\lambda \equiv \Omega$, для ФАП $\lambda \equiv \varphi$.

Анализ показывает, что ширина раскрыва дискриминационной характеристики алгоритма (3.21) до первых нулей $\pm\Delta\Omega_0$, определяющая полосу захвата системы ЧАП, ориентировочно равна $\pm\pi/T_{\text{нак}}$. Эта величина определяет требования к точности целеуказаний по частоте Ω при окончании режима вхождения в связь со стороны системы ЧАП.

Расстройка по задержке $\tau \neq 0$ приводит к умножению дискриминационной характеристики ЧАП на корреляционную функцию ПСП $R(\tau)$. Во избежание существенного ухудшения условий работы системы ЧАП желательно выполнение условия $|\tau| < \tau_{\text{эл}}/2$, что и определяет требования со стороны ЧАП к точности целеуказаний по задержке при окончании режима вхождения в связь. Аналогичны требования к $|\tau|$ и со стороны ССЗ. Итак, система вхождения в связь должна обеспечить $|\Omega| < \pi/T_{\text{нак}}$, $|\tau| < \tau_{\text{эл}}/2$.

Теперь рассмотрим функциональные алгоритмы цифровых фильтров ССЗ. Для реализации астатизма второго порядка используют следующий алгоритм цифрового фильтра ССЗ:

$$z_{\text{у ССЗ}}[R] = z_{\text{у ССЗ}}[0] + k_1 z_{\text{д ССЗ}}[R] + k_2 \sum_{i=1}^{R} z_{\text{д ССЗ}}[i], \qquad (3.22)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты передачи по пропорциональной и интегрирующей петлям. При астатизме первого порядка $k_2 = 0$.

Систему ЧАП обычно делают с астатизмом первого порядка. При этом

$$z_{\text{у ССН}}[R] = z_{\text{у ССН}}[0] + k_{\text{ЧАП}} \sum_{i=1}^{R} z_{\text{д ЧАП}}[i].$$

После окончания переходных процессов в некогерентных ССЗ и ССН для повышения точности слежения можно перейти к соответствующим когерентным алгоритмам. Предварительно отметим, что любые некогерентные алгоритмы, в том числе (3.20) и (3.21), остаются работоспособными и при наличии двоичных символов информации, инверсно модулирующих радиосигнал, хотя статистические характеристики этих алгоритмов различны при наличии или отсутствии двоичных символов. Другое дело когерентные алгоритмы, чувствительные к фазе входного сигнала: они строятся по-разному в зависимости от наличия или отсутствия двоичной информации.

При отсутствии двоичной информации можно использовать следующие когерентные алгоритмы:

для дискриминатора ССЗ

$$z_{\text{д}} = Y'; \qquad (3.23)$$

для дискриминатора ФАП

$$z_{\text{д}} = X. \qquad (3.24)$$

Наличие двоичной информации приводит к изменению на противоположные знаков величин X, Y, X', Y' при изменении значения символа μ, поэтому алгоритмы (3.23) и (3.24) использовать нельзя, так как при равновероятных символах $\mu = \pm 1$ в среднем $\Sigma z_{\text{д}}$ оказывается равной нулю при любых ошибках слежения по задержке τ и по фазе φ. Для восстановления работоспособности алгоритмов при формировании $z_{\text{д}}$ можно компенсировать влияние изменения знака μ следующим образом:

для когерентного дискриминатора ССЗ

$$z_{\text{д}} = Y'/Y; \qquad (3.25а)$$

для дискриминатора ФАП

$$z_{\text{д}} = \operatorname{arctg}(X/Y). \qquad (3.25б)$$

Алгоритм цифрового фильтра при реализации в системе ФАП астатизма второго порядка описывается выражением, аналогичным (3.22):

$$z_{\text{у ССН}}[R] = z_{\text{у ССН}}[0] + k_1 z_{\text{д ССН}}[R] + k_2 \sum_{i=1}^{R} z_{\text{д ССН}}[i]. \qquad (3.26)$$

После окончания переходных процессов в когерентных следящих системах переходят к выделению двоичных символов информации и к измерениям текущих навигационных параметров. Для выделения двоичной информации необходимо знать границы символов. Иногда они совпадают с границами слов ПСП, при этом символьная синхронизация не требует специального алгоритма: она обеспечивается автоматически при вхождении в синхронизм ССЗ. В другом случае длительность символа $T_{\text{сим}}$ в целое число раз i больше периода ПСП $T_{\text{ПСП}}$, причем границы символов совпадают с границами некоторых слов ПСП. Положим, что время накопления $T_{\text{нак}}$ выбрано равным $T_{\text{ПСП}}$. В этом случае символьная синхронизация может быть реализована в соответствии с методом максимального правдоподобия следующим образом. В микроЭВМ программируют i параллельно работающих каналов суммирования. В каждом канале суммируют i подряд идущих чисел Y. Модуль полученной в течение $T_{\text{сим}} = iT_{\text{нак}}$ суммы заносят во вспомогательный регистр, затем к ней прибавляют модуль полученной в течение следующего интервала длительностью

$T_{сим}$ суммы i чисел и т. д. Каналы отличаются лишь сдвигом на $T_{нак}$, $2T_{нак}$, ..., $(i-1)\,T_{нак}$ границ интервалов суммирования длительностью $T_{сим}$. По прошествии некоторого числа суммирований (одинакового во всех каналах) выбирается канал с максимальной суммой модулей. Границы суммирования в этом канале и есть границы двоичных символов. Действительно, только в этом канале значения двоичных символов внутри интервалов суммирования длительностью $T_{сим}$ не меняются.

После символьной синхронизации реализуют следующий алгоритм демодуляции символов:

$$\mu^* = \operatorname{sgn} \sum_{k=1}^{k=i} Y[k].$$

При этом отсчеты $Y[k]$ суммируют лишь внутри найденных границ двоичных символов, т. е. при демодуляции программируют лишь один канал суммирования, а не i каналов, как при синхронизации.

Рассмотрим теперь реализованные в микроЭВМ алгоритмы измерения радиальной скорости $\dot{R}$, основанные на оценке доплеровского сдвига частоты $\Omega_Д = 2\pi F_Д$. Алгоритмы оценки частоты основаны на суммировании управляющего кода $z_{у\,ССН}[R]$. Положим, что для любого R код $z_{у\,ССН}[R]$ воздействует на СНЧ одно и то же время $T_{нак} = \text{const}$. За это время за счет доплеровского сдвига частоты фаза опорного колебания изменится на $2\pi\Delta F_{нес} T_{нак} z_{у\,ССН}[R]$, а за время от начала мерного интервала $t = 0$ до момента $t = sT_{нак}$ — на

$$\Delta\Phi_0[s] = 2\pi\Delta F_{нес} T_{нак} \sum_{R=1}^{s} z_{у\,ССН}[R].$$

Оценку доплеровского сдвига частоты при этом можно получить с помощью следующего алгоритма:

$$\Omega_Д^* = \frac{\Delta\Phi_0(T_м)}{T_м} = \frac{2\pi\Delta F_{нес}}{R_м} \sum_{R=1}^{R=R_м} z_{у\,ССН}[R], \qquad (3.27)$$

где $R_м = T_м/T_{нак}$; $T_м$ — длительность мерного интервала.

Обратим внимание на нецикличность разности фаз $\Delta\Phi_0(t)$: пределы ее изменения в отличие от циклических фаз не ограничены интервалом $[0, 2\pi]$. Отметим также, что хотя код $z_{у\,ССН}$ и определяет однозначно частоту ω_0 опорного колебания, которая с точностью до ошибки слежения по частоте соответствует частоте сигнала $\omega_с$, однако $z_{у\,ССН}$ в качестве оценки частоты непосредственно не используют, так как подобная

ценка обладает слишком большой дисперсией из-за воздейст-
я на систему ФАП шума $u_ш(t)$. Эта дисперсия уменьшается
счет усреднения кода $z_{у\,ССН}[R]$ в алгоритме (3.27).

Описанный алгоритм измерения доплеровского сдвига частоты (3.27) позволяет обходиться без специальных аппарат-
ых измерителей частоты.

Оценка доплеровского сдвига частоты (3.27) используется
ля вычислений радиальной скорости движения КА по формуле

$$\dot{R}^* = -c\Omega_Д^*/2\pi a f_б, \qquad (3.28)$$

де $a = 1$ при беззапросном и $a = 2$ при запросном методах.

В заключение рассмотрим программный метод измерения
ременно́го сдвига $\tau_с$, который пересчитывается в дальность R
о формулам (3.14) и (3.15). При полностью аппаратном по-
троении системы $\tau_с$ определяют измерителем временного интервала (см. рис. 3.11). При этом для обеспечения малой ошибки дискретности измерения приходится либо использовать очень высокую счетную частоту $F_{сч}$, либо значительно усложнять схему, изображенную на рис. 3.11. От этих трудностей можно избавиться при аппаратно-программном построении приемной системы (см. рис. 3.16); удается полностью отказаться от специального аппаратного измерителя временного интервала. Для измерения $\tau_с$ выполняют следующие операции. В начале сеанса связи с КА генератор местной ПСП синхронизируют с генератором запросной ПСП путем установки всех разрядов генератора местной ПСП в состояние *1* в момент появления границы слова запросной ПСП. Если $z_{у\,ССЗ}[R] = 0$, то после такой установки границы слов местной ПСП будут совпадать по времени появления с границами слов запросной ПСП, так как при $z_{у\,ССЗ} = 0$ их тактовые частоты совпадают. В режиме вхождения в связь выполняют последовательный поиск по задержке, для чего на синтезатор тактовой частоты ССЗ подают $z_{у\,ССЗ}[R] \neq 0$, в результате границы слов местной ПСП смещаются относительно границ слов запросной ПСП. Поиск осуществляют до тех пор, пока временной сдвиг границ слов местной ПСП относительно границ слов принимаемой ПСП не станет меньше $\tau_{эл}/2$, после чего замыкается контур ССЗ и автоматически поддерживается малая ошибка слежения τ. Время поиска пропорционально длительности слова ПСП. Для ускорения поиска выгодно уменьшать $T_{ПСП}$, но при этом возрастают трудности разрешения неоднозначности.

Найдем связь между $\tau_с$ и $z_{у\,ССЗ}[R]$. Коду $z_{у\,ССЗ}[R]$ соответствует отклонение тактовой частоты местной ПСП относительно тактовой частоты запросной ПСП на $\Delta\omega_{ССЗ}[R] = 2\pi\Delta F_{такт} \times \times z_{у\,ССЗ}[R]$. На частоте $\Delta\omega_{ССЗ}[R-1]$ фаза выходного синтезатора такто- вой частоты за время от $(R-1)T_{нак}$ до $RT_{нак}$ отклоняется на $T_{нак}\Delta\omega_{ССЗ}[R-1]$, а за время от 0 до $RT_{нак}$ — на

$$\Phi_{вых\,ССЗ}[R] = 2\pi T_{нак}\Delta F_{такт}\sum_{s=1}^{R} z_{у\,ССЗ}[s-1].$$

Этому соответствует отклонение задержки на значение

$$\tau_с[R] = \frac{\tau_{эл}}{2\pi}\Phi_{вых\,ССЗ}[R] = \tau_{эл}T_{нак}\Delta F_{такт}\sum_{s=1}^{R} z_{у\,ССЗ}[s-1]. \qquad (3.29)$$

При выводе (3.29) полагали, что для любого s код $z_{у\,ССЗ}[s]$ воздействует на СТЧ одно и то же время $T_{нак} = \mathrm{const}$.

3.5. Основные характеристики космических радиолиний. Точность измерения текущих навигационных параметров

Приемные системы совмещенных космических радиолиний с ПШС содержат следующие основные подсистемы (системы более низкого уровня иерархии): систему вхождения в связь, системы синхронизации и демодуляции (в том числе двоичных символов информации), системы измерения текущих навигационных параметров (скорости, дальности, угловых координат).

Рассмотрим основные характеристики этих систем.

3.5.1. Характеристики системы вхождения в связь

В совмещенных космических системах встречаются два основных режима поиска:

1) в ***радиолиниях с «простыми» сигналами*** с остатком несущей при вхождении в связь необходимо обнаружить гармонический сигнал (несущую) с неизвестной частотой на фоне шума. Априорно известную часть доплеровского сдвига частоты обычно компенсируют программной перестройкой частоты гетеродина. Диапазон поиска по частоте ΔF определяется нескомпенсированной частью доплеровского сдвига и нестабильностью несущей частоты;

2) в ***радиолиниях со сложными ПШС*** необходим двумерный поиск: по частоте и задержке. Диапазон поиска по частоте определяется, как в предыдущем случае. При отсутствии априорных сведений о задержке и использовании периодического ПШС диапазон поиска по задержке $\Delta\tau$ обусловлен длительностью периода ПСП, а при наличии априорных сведений — диапазоном неизвестности задержки.

Рассмотрим второй случай как более общий.

С теоретической точки зрения система вхождения в связь (СВС) представляет собой систему одновременного обнаружения сигнала и оценки его параметров. Как система обнаружения она характеризуется вероятностью ложной тревоги $P_{лт}$ и вероятностью пропуска сигнала $P_{проп}$, как измерительная система — вероятностью аномальных ошибок $P_{ан}$ и дисперсиями нормальных (малых) ошибок оценки частоты $\sigma^2_{\omega*}$ и задержки $\sigma^2_{\tau*}$ (эти оценки считаем несмещенными).

Для приема радиосигнала на фоне белого гауссовского шума оптимальная (с точки зрения перечисленных показателей качества) СВС содержит набор комплексных корреляторов, схему выбора максимума из модулей выходных величин этих корреляторов и схему сравнения максимума с пороговым уровнем (рис. 3.18). Каждый комплексный коррелятор представляет собой устройство вычисления значений комплексной функции $\dot{Z}(f_i, \tau_j) = Y(f_i, \tau_j) + jX(f_i, \tau_j)$ (ее действительной (Y) и мнимой (X) частей). Вместо модуля $Z = |\dot{Z}|$ можно вычислять и сравнивать с порогом его квадрат $Z^2 = X^2 + Y^2$, поскольку при такой замене потери оптимальности не происходит. На общий вход корреляторов подается входной сигнал, на раздельные входы — комплексные опорные колебания со всеми возможными значениями частоты и задержки ожидаемого сигнала. Теоретически таких значений бесконечное множество. Прак-

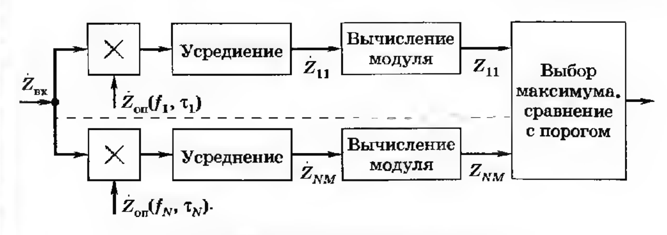


Рис. 3.18. Структурная схема оптимальной системы вхождения в связь

тически частоту и задержку опорного сигнала меняют приблизительно через интервалы корреляции ожидаемого сигнала по соответствующим параметрам, а именно: ориентировочно через $1/T_{нак}$ по частоте и через $\tau_{эл}$ по задержке. Это обеспечивает требуемую точность целеуказаний СВС соответствующим следящим системам (см. разд. 3.4): $|\Omega| \leqslant \pi/T_{нак}$; $|\tau| \leqslant \tau_{эл}/2$.

Подобный алгоритм обеспечивает минимальное время поиска сигнала $T_{мин}$, но требует наибольших аппаратных затрат. Ориентировочно время $T_{мин}$ можно определить, заменяя задачу вхождения в связь задачей обнаружения и распознавания $m = \Delta F T_{мин} \Delta\tau/\tau_{эл}$ ортогональных сигналов с равной энергией и случайными равновероятными фазами и решая следующее трансцендентное уравнение [5]:

$$\frac{P_c T_{мин}}{\varkappa_\Sigma G_ш} = \left[\left(\ln\frac{\Delta F T_{мин}\Delta\tau}{\tau_{эл}} + \ln\frac{1}{P_{лт}}\right)^{1/2} + \left(\ln\frac{1}{P_{проп}} - 1{,}4\right)^{1/2}\right]^2. \qquad (3.30)$$

Число $m = m_ч m_{зад}$ равно произведению чисел ортогональных сигналов при неопределенности лишь по частоте $m_ч \approx \approx \Delta F T_{мин}$ и лишь по задержке $\tau_{зад} \approx \Delta\tau/\tau_{эл}$. Оно определяется после нахождения с помощью (3.30) значения $T_{мин}$. В (3.30) $\varkappa_\Sigma$ — суммарный коэффициент энергетических потерь из-за неидеальности обработки: конечного числа корреляторов, уровней квантования в АЦП и др. При ориентировочных расчетах можно принять $\varkappa_\Sigma \approx 1{,}5 \ldots 5$.

Анализ формулы (3.30) показывает, что время $T_{мин}$ увеличивается с уменьшением эквивалентного энергетического потенциала $P_c/(\varkappa_\Sigma G_ш)$ и требуемых вероятностей ложной тревоги $P_{лт}$ и пропуска $P_{проп}$, а также с увеличением диапазона поиска по частоте ΔF и по задержке $\Delta\tau$.

Заданную вероятность ложной тревоги $P_{лт}$ обеспечивают выставлением порогового уровня

$$Z_{пор} \approx \sqrt{-D\ln(P_{лт}/m)}, \qquad (3.31)$$

где D — дисперсия компонентов X и Y выходных сигналов $\dot Z = Y + jX$ комплексных корреляторов при отсутствии полезного сигнала (эта дисперсия одинакова для всех корреляторов в схеме на рис. 3.18). В частности, при бинарном квантовании и усреднении в корреляторах N отсчетов гауссовского шума

$$D = 2\varkappa N Z_{оп}^2/(\pi\Delta F T_{диск}), \qquad (3.32)$$

где $Z_{оп}$ — амплитуда опорного колебания $\dot Z_{оп}$; $T_{диск}$ — период дискретизации; $\varkappa \approx 1{,}1\ldots2$ — коэффициент энергетических потерь за счет дискретизации и квантования.

При независимых бинарных отсчетах $\Delta F T_{диск} = 1$, $\varkappa = \pi/2$ и формула (3.32) упрощается: $D = NZ_{оп}^2$.

В другом крайнем случае, требующем минимальных аппаратных затрат, но максимального времени поиска, проводят последовательный поиск по обоим параметрам: частоте и задержке. При этом время поиска $T_{макс} \approx mT_{мин}$; пороговый уровень по-прежнему можно рассчитывать с помощью (3.31) и (3.32).

Практически наиболее употребителен последовательно-параллельный поиск, при котором по одному из параметров (частоте или задержке) проводят последовательный поиск, а по второму — квазипараллельный. Квазипараллельный поиск реализуется по алгоритму, обеспечивающему время поиска немногим большее, чем при параллельном (по соответствующему параметру), но требующему значительно меньших аппаратных затрат. Ориентировочное время последовательно-параллельного поиска $T_{п\text{-}п} \approx m_ч T_{мин}$ или $T_{п\text{-}п} \approx m_{зад} T_{мин}$ в зависимости от того, по какому параметру (частоте или задержке) проводится последовательный поиск; для ориентировочного расчета порогового уровня $Z_{пор}$ можно воспользоваться формулами (3.31) и (3.32).

На рис. 3.19 приведена одна из структурных схем вхождения в связь с последовательным поиском по задержке и квазипараллельным по частоте. В этой схеме для поиска по частоте используют временну́ю компрессию, а по задержке — небольшое отличие тактовой частоты генератора ПСП в приемнике от

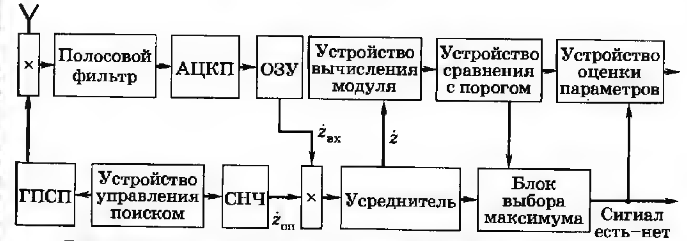


Рис. 3.19. Структурная схема системы вхождения в связь с последовательным поиском по задержке и квазипараллельным по частоте (ГПСП — генератор ПСП; СНЧ — синтезатор несущей частоты; АЦКП — аналого-цифровой квадратурный преобразователь; ОЗУ — оперативное запоминающее устройство)

тактовой частоты принимаемого ПШС. С помощью перемножения ПШС с ПСП и последующей фильтрации в полосовом фильтре осуществляют свертку ПСП. Полученный в результате свертки узкополосный сигнал преобразуют в цифровые отсчеты $\dot{z}_{вх}$, которые записывают в оперативное запоминающее устройство ОЗУ (емкостью N комплексных чисел) с частотой дискретизации $f_{диск}$ и считывают с частотой $f_{сч} \gg f_{диск}$. После заполнения оперативного запоминающего устройства очередной отсчет $\dot{z}_{вх}$ записывают на место наиболее старого отсчета. Частоту синтезируемого опорного колебания $\dot{z}_{оп}$ меняют дискретно после каждого считывания N отсчетов. С помощью перемножителя, усреднителя и вычислителя модуля находят отсчеты амплитудно-частотного спектра $Z(\Omega)$ входного колебания на эквидистантных частотах в пределах анализируемого диапазона ΔF.

Существенное значение имеет алгоритм обработки этого спектра. Простейший алгоритм заключается в сравнении отсчетов спектра $Z(\Omega)$ с пороговым уровнем $Z_{пор}$. При $Z > Z_{пор}$ СВС выдает решение «сигнал есть», поиск прекращают и замыкают контуры регулирования ССЗ и ССН, причем ССЗ отрабатывает задержку, начиная с той, при которой произошло обнаружение сигнала, а в ССН выдают целеуказания по номеру опорной частоты в момент обнаружения. Недостатком этого алгоритма является опасность «захвата» СВС за немаксимальную гармонику, например за дискретную составляющую в спектре произведения принимаемого ПШС и «местной» ПСП при несовпадении более чем на $\tau_{эл}$ их задержек. От указанного недостатка можно избавиться путем некоторого усложнения алгоритма обработки и увеличения времени поиска: в момент превышения порога запоминать задержку и частоту опорных сигналов и величину $Z \geqslant Z_{пор}$, однако поиск не прекращать. Если затем новое значение Z окажется больше запомненного, то все запомненные значения следует обновить и т. д., пока не будет пройден весь диапазон поиска по задержке. На рис. 3.19 это усложнение алгоритма поиска отображено блоком выбора максимума.

Уточним расчет времени поиска сигнала СВС по схеме на рис. 3.19. Начнем с выбора числа синтезируемых опорных частот. Расстройка частоты сигнала относительно ближайшей опорной частоты* на $\Delta\Omega_1$ эквивалентна уменьшению амплитуды

* При этом расчете под опорной частотой понимаем частоту синтезатора, поделенную на коэффициент компрессии $f_{сч}/f_{диск}$.

сигнала в $x/\sin x$ раз и мощности в $\varkappa_ч = (x/\sin x)^2$ раз, где $x = 0{,}5\Delta\Omega_1 T_{нак}$, $T_{нак} = NT_{диск}$ — время накопления сигнала в усреднителе при вычислении $\dot{z}$ (рис. 3.19). В наихудшем случае $\Delta\Omega_1 = 0{,}5\Delta\omega_1$, где $\Delta\omega_1$ — частотный сдвиг между соседними опорными частотами. Если $\Delta\omega_1 = 2\pi/T_{нак}$, то $\varkappa_{ч\,макс} = \pi^2/4$ ($\approx 3{,}9$ дБ), при $\Delta\omega_1 = \pi/T_{нак}$ $\varkappa_{ч\,макс} \approx 0{,}9$ дБ. Обычно можно считать, что приемлемое значение этих потерь обеспечивается при $\Delta\omega_1 = \pi/T_{нак}$, откуда число опорных частот $M = 2\pi\Delta F/\Delta\omega_1 = 2\Delta F T_{нак}$.

Конечная скорость поиска по задержке также эквивалентна уменьшению мощности сигнала. Действительно, при изменении разности запаздываний принимаемого ПШС и «местной» ПСП амплитуда гармонического сигнала на выходе полосового фильтра изменяется в соответствии с корреляционной функцией ПСП $R(\tau)$, а его мощность — в соответствии с ее квадратом. В наиболее неблагоприятном случае интервал накопления сигнала в усреднителе соответствует $\tau \in [0, \tau_1]$ или $\tau \in [-\tau_1, 0]$, где τ_1 — изменение задержки за время «просмотра» всего частотного диапазона ΔF. В результате средняя мощность сигнала уменьшается (по сравнению с $\tau = 0$) в $\varkappa_{зад} = \tau_1^2/[\int_0^{\tau_1} R(\tau)d\tau]^{-2}$ раз. Подставив $R(\tau) = 1 - \tau/\tau_{эл}$, получим

$$\varkappa_{зад} = [1 - \tau_1/(2\tau_{эл})]^{-2}. \qquad (3.33)$$

Задавшись допустимым значением $\varkappa_{зад}$, с помощью (3.33) найдем $k_{зад} = \tau_{эл}/\tau_1$. Теперь можно выполнить расчет $T_{п\text{-}п}$ в следующем порядке. Задавшись $P_{лт}$, $P_{проп}$, ΔF, $\Delta\tau$, $\tau_{эл}$, $G_ш$ и вычислив $\varkappa_\Sigma = \varkappa\varkappa_ч\varkappa_{зад}$, подставив все эти величины в уравнение (3.30), заменив в нем $T_{мин}$ на $T_{нак}$ и решив его, найдем $T_{нак}$. Частота дискретизации $f_{диск} = k_д\Delta F$, где коэффициент запаса $k_д \geqslant 1$ определяется типом и характером квантования, а также допустимым значением $\varkappa$. Число накапливаемых в усреднителе отсчетов (и равная ему емкость оперативного запоминающего устройства) $N = f_{диск}T_{нак}$. Задавшись быстродействием элементной базы, а следовательно, и значением $f_{сч}$, найдем время анализа спектра на одной опорной частоте: $\Delta T_1 = N/f_{сч}$, далее время анализа всего частотного диапазона $\Delta T_M = M\Delta T_1 = 2\Delta F T_{нак} N/f_{сч}$ и, наконец, $T_{п\text{-}п} = (\Delta\tau/\tau_1)\Delta T_M = 2k_д k_{зад}\Delta\tau(\Delta F T_{нак})^2/f_{сч}\tau_{эл}$.

Значение порогового уровня $Z_{пор}$ по-прежнему определяется формулами (3.31) и (3.32).

3.5.2. Характеристики систем синхронизации и демодуляции

Рассмотрим расчет двух основных систем фазовой синхронизации (СФС) — ФАП и ССЗ, ориентируясь на их современную, т. е. цифровую, реализацию [4]. Прежде всего выберем порядок астатизма. Если пределы изменения частоты входного сигнала (несущей для ФАП, тактовой для ССЗ) превышают эквивалентную шумовую полосу $\Delta f_э$, то порядок астатизма должен быть не ниже второго.

Рассматриваемые СФС являются нелинейными дискретными системами автоматического регулирования. Точный расчет таких систем очень сложен. Проектирование обычно начинают с расчета наиболее простого, хотя и наименее точного квазилинейного квазинепрерывного варианта. Затем уточняют расчет с помощью имитационного моделирования на ЭВМ и далее с помощью макетных экспериментальных исследований. Условием квазилинейности является относительная малость ошибки слежения: ориентировочно $\varphi \leqslant \pi/6$ для ФАП и $\tau \leqslant (0{,}5 \ldots 1)\,\tau_{эл}$ для ССЗ. Условием квазинепрерывности является малость эквивалентной шумовой полосы СФС $\Delta f_э$ по сравнению с величиной, обратной периоду регулирования, в частности для аппаратно-программных СФС $\Delta f_э \ll 1/T_{нак}$.

В квазилинейном и квазинепрерывном приближении передаточная функция разомкнутого контура СФС при астатизме второго порядка имеет вид [4]

$$\Phi(p) = (k/p)[1 + 1/(pT_и)], \qquad (3.34)$$

где k и $T_и$ — коэффициент усиления контура и постоянная времени интегрирующей петли. При астатизме первого порядка $1/T_и = 0$. С помощью (3.34) получаем следующее выражение эквивалентной шумовой полосы СФС:

$$\Delta f_э = \frac{k}{4}\left(1 + \frac{1}{kT_и}\right).$$

Шумовая полоса $\Delta f_э$ определяет дисперсию $\sigma_\lambda^2 = \Delta f_э G_{э\lambda}$ флуктуационной ошибки слежения $\lambda = \lambda_с - \lambda_{вых}$, где $\lambda_с$ и $\lambda_{вых}$ — отслеживаемый параметр (фаза φ для ФАП или задержка τ для ССЗ) на входе и на выходе СФС.

Эквивалентная флуктуационная характеристика $G_{э\lambda}$ дискриминатора СФС равна спектральной плотности флуктуаций на выходе дискриминатора на нулевой частоте, пересчитанной на его вход, т. е. вход СФС (пересчет заключается в делении на квадрат коэффициента передачи дискриминатора) [4]. Физический смысл такого пересчета заключается в замене входного шума, воздействующего на СФС, некоторым эквивалентным гауссовским белым шумом со спектральной плотностью $G_{э\lambda}$, аддитивно суммируемым с отслеживаемым параметром $\lambda_с(t)$. Такой подход правомерен при воздействии широкополосного по сравнению с $\Delta f_э$ входного шума. В рассматриваемом приближении СФС эквивалентна некоторому линейному фильтру с единичным коэффициентом передачи на нулевой частоте. Поэтому величина $\lambda_{вых}(t)$ является гауссовской случайной со спектральной плотностью на нулевой частоте, равной $G_{э\lambda}$; форма этой спектральной плотности определяется квадратом амплитудно-частотной характеристики СФС, а энергетическая ширина равна $\Delta f_э$. Для идеализированных систем ФАП и ССЗ при отсутствии двоичных символов информации имеем соответственно

$$G_{эф} = G_ш/P_с = Q^{-1}, \qquad (3.35)$$

$$G_{эт} = \tau_0\tau_{эл}/(2Q), \qquad (3.36)$$

где $G_ш$ и $P_с$ — спектральная плотность шума и мощность сигнала на входе приемной системы, $\tau_{эл}$ — длительность элемента ПСП, τ_0 — длительность строба в опорном сигнале $\Pi'(t)$ (см. рис. 3.17). Формулой (3.36) можно пользоваться, если τ_0 больше длительности фронта элемента ПСП, который определяется полосой УПЧ.

Считая длительностью переходного процесса $t_{уст}$ время, в течение которого первоначальная ошибка слежения уменьшается не менее чем в 20 раз, имеем для линейной системы

$$t_{уст} \approx \begin{cases} (2{,}5 \ldots 4)/\Delta f_э & \text{при астатизме второго порядка,} \\ 0{,}75/\Delta f_э & \text{при астатизме первого порядка.} \end{cases}$$

При нарушении условия квазилинейности, когда первоначальная ошибка слежения выходит за пределы линейного участка дискриминационной характеристики, время $t_{уст}$ может увеличиться во много раз.

Передаточной функции (3.34) соответствует следующее выражение установившейся динамической погрешности:

$$\lambda_{уст} \approx (1 + kT_и)^2\lambda_с''/(16\Delta f_э^2 kT_и). \qquad (3.37)$$

Анализ выражения (3.37) показывает, что при $\Delta f_э = \text{const}$ и

$$kT_и = 1 \qquad (3.38)$$

имеем $\min \lambda_{\text{уст}} = \lambda_c''/(4\Delta f_э^2)$, что обеспечивает минимальную установившуюся динамическую погрешность при фиксированной флуктуационной либо минимальную флуктуационную при фиксированной установившейся динамической.

Можно сказать, что условие (3.38) обеспечивает оптимальность параметров СФС в ***линейном*** режиме. Однако в ***нелинейном*** режиме лучшие характеристики СФС оказываются при

$$kT_и = 2. \qquad (3.38а)$$

В зависимости от того, для какого режима (линейного или нелинейного) важнее обеспечить наилучшие характеристики системы, при ее проектировании стремятся выполнить одно из этих условий — (3.38) или (3.38а). Для систем ФАП обычно предпочитают выполнение условия (3.38а). В этом случае коэффициент усиления контура выбирается исходя из требуемой полосы $\Delta f_э$ по формуле $k = 8\Delta f_э/3$.

Отметим, что изменение амплитуды входного сигнала может привести к нарушению условий (3.38) и (3.38а) из-за зависимости коэффициента передачи дискриминатора $k_д$ от амплитуды сигнала U_c, так как $k = k_д k_{\text{пер}}$, где $k_{\text{пер}} = \text{const}$ — коэффициент передачи линейной части замкнутой системы. В частности, при отсутствии двоичной информации и многоуровневом квантовании имеем

$$k_{\text{дт}} \approx \varepsilon U_c T_{\text{нак}}/\tau_{\text{эл}}$$

для алгоритма дискриминатора ССЗ (3.23) и

$$k_{\text{дφ}} \approx \varepsilon U_c T_{\text{нак}}$$

для алгоритма дискриминатора ФАП (3.24).

Здесь $\varepsilon = 1/(\Delta u T_{\text{диск}})$ — масштабный множитель АЦП; Δu и $T_{\text{диск}}$ — дискрет квантования и период дискретизации.

Выражения для $k_{\text{пер}}$ в ССЗ и в системе ФАП несколько различаются, так как в ССЗ выходной величиной линейной части считаем задержку, а в системе ФАП — фазу. При цифровом фильтре, обеспечивающем астатизм второго порядка и описываемом выражениями (3.22) и (3.26), имеем для системы ФАП

$$k_{\text{пер}} = 2\pi k_1 \Delta F_{\text{нес}},$$

для ССЗ

$$k_{\text{пер}} = \tau_{\text{эл}} k_1 \Delta F_{\text{такт}},$$

где $\Delta F_{\text{нес}}$ и $\Delta F_{\text{такт}}$ — дискреты перестройки несущей и тактовой частот. При этом в обоих случаях (и для ФАП, и для ССЗ)

$$T_и = k_1/(k_2 F_{\text{рег}}),$$

де $F_{\text{рег}}$ — частота регулирования, т. е. частота образования правляющих сигналов $z_{\text{у ССН}}$ и $z_{\text{у ССЗ}}$. В рассмотренных аппаатно-программных алгоритмах $F_{\text{рег}} = 1/T_{\text{нак}}$.

Зависимость коэффициента передачи дискриминаторов 3.23) и (3.24) от амплитуды сигнала является их существенм недостатком, от которого свободны алгоритмы дискримиаторов ССЗ и ФАП, описываемые выражениями (3.25а, б). Поэтому именно такие алгоритмы дискриминаторов получи и наибольшее распространение в современных аппарато-программных приемных системах даже при отсутствии воичной информации.

Ошибки слежения всех следящих систем синхронизации (ФАП, ССЗ, символьной) приводят к увеличению ошибок приема двоичных символов информации, а также к увеличению погрешностей измерений текущих навигационных параметров. Чтобы это увеличение было незначительным и им можно было пренебречь при приближенных аналитических расчетах (как и будем делать в дальнейшем), необходимо обеспечить малость всех ошибок слежения; в частности, в системе ФАП $\sigma_\varphi \ll \pi$, в ССЗ $\sigma_\tau \ll \tau_{\text{эл}}$. При этом вероятность ошибки приема двоичных символов информации, передаваемых противоположными сигналами, оценивается формулой оптимального приема

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi\sqrt{2P_c T_c/(\varkappa G_ш)}.$$

Здесь $\Phi(x) = \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}}\displaystyle\int_{-\infty}^{x} \exp\left(-\dfrac{t^2}{2}\right)dt$ — интеграл вероятности; $\varkappa$ — коэффициент энергетических потерь из-за дискретизации и квантования, о котором уже говорилось в разд. 3.5.1.

3.5.3. Погрешности измерения радиальной скорости

Для определения составляющих погрешностей измерения радиальной скорости нужно найти полный дифференциал выражения, связывающего искомую величину $\dot{R}$ с измеряемой частотой $F_{\text{изм}}$, и перейти к конечным приращениям. В результате для беззапросного метода измерения скорости (см. (3.7)) получим следующее выражение для расчета систематических погрешностей:

$$\Delta\dot{R} = \frac{\dot{R}}{c}\Delta c - \left(\frac{\dot{R}}{f_б} - \frac{c}{f_б}\right)\Delta f_б - \frac{c}{f_б}\Delta f_{\text{з.с}} - \frac{c}{f_б}\Delta F_{\text{изм}}. \qquad (3.39а)$$

Среднеквадратические значения флуктуационных погрешностей можно определить по формуле

$$\sigma_{\dot R} = \left[\left(\frac{\dot R}{c}\right)^2 \sigma_c^2 + \left(\frac{\dot R}{f_б} - \frac{c}{f_б}\right)^2 \sigma_{f_б}^2 + \left(\frac{c}{f_б}\right)^2 \sigma_{f_{з.с}}^2 + \left(\frac{c}{f_б}\right)^2 \sigma_{F_{изм}}^2\right]^{1/2}. \quad (3.39б)$$

Для запросных доплеровских систем с помощью дифференцирования (3.13) получим

$$\Delta\dot R = \frac{\dot R}{c}\Delta c - \left(\frac{\dot R}{f_{з.с}} - \frac{a}{2m/l}\frac{c}{f_{з.с}}\right)\Delta f_{з.с} - \frac{c}{f_{з.с}}\Delta F_{изм}, \quad (3.39в)$$

$$\sigma_{\dot R} = \left[\left(\frac{\dot R}{c}\right)^2 \sigma_c^2 + \left(\frac{\dot R}{f_{з.с}} - \frac{a}{2m/l}\frac{c}{f_{з.с}}\right)^2 \sigma_{f_{з.с}}^2 + \left(\frac{c}{f_{з.с}}\right)^2 \sigma_{изм}^2\right]^{1/2}. \quad (3.39г)$$

Сравнивая эти выражения с (3.39а) и (3.39б), убеждаемся, что составляющие погрешностей измерений для запросного и беззапросного методов имеют аналогичный вид. При этом погрешности, связанные с неточным знанием частоты бортового генератора, при запросном методе отсутствуют.

Первые слагаемые в выражениях (3.39) обусловлены неточностью сведений о скорости распространения радиоволн. Систематическую погрешность Δc удобно представить суммой $\Delta c = \Delta c_0 + \Delta c_n$, в которой Δc_0 характеризует неточность знания скорости света в вакууме при коэффициенте преломления среды, равном 1, а Δc_n определяет дополнительную погрешность, возникающую из-за того, что распространение радиоволн происходит в атмосфере с коэффициентом преломления $n_{атм}$, отличным от 1. Флуктуационная погрешность σ_c зависит от флуктуаций коэффициента преломления среды вдоль трассы распространения радиоволн за время рассматриваемой серии измерений. В настоящее время скорость света в вакууме принимают равной c = 299 792 458 м/с с относительной погрешностью $\Delta c_0/c \approx 3 \cdot 10^{-9}$. Даже при очень больших значениях $\dot R$, равных значению второй космической скорости ($\dot R = V_{\text{II}} \approx 11{,}2$ км/с), это приводит к погрешности 0,034 мм/с.

Остановимся на погрешностях измерения скорости, вызванных наличием атмосферы. Известно, что в тропосфере коэффициент преломления $n_{атм} > 1$, а в ионосфере $n_{атм} < 1$. Вносимое атмосферой дополнительное фазовое запаздывание сигнала в процессе движения КА меняется из-за изменения длины траектории радиолуча в атмосфере и из-за непостоянства коэффициента преломления атмосферы во времени и в пространстве.

Так как производная фазы по времени есть мгновенная частота сигнала, то в определении истинного доплеровского сдвига и, следовательно, в измерении радиальной скорости КА возникает погрешность. В тропосфере коэффициент преломления уменьшается с высотой. Регулярные изменения коэффициента преломления сопровождаются флуктуациями, вызванными случайными колебаниями температуры, давления и влажности воздуха. Коэффициент преломления в тропосфере не зависит от частоты излучаемого сигнала. Следовательно, от нее не зависит и относительное смещение частоты принимаемого сигнала, а также абсолютная погрешность измерения радиальной скорости.

Вместе с тем существует сильная связь коэффициента преломления $n_{атм}$ и угла места θ КА. При $\theta > 10°$ систематическая погрешность измерения скорости, вносимая тропосферой, оценивается по формуле

$$\Delta\dot R_{тр} = -\frac{2{,}6}{\sin^2\theta}\cos\theta\,\frac{d\theta}{dt}\ [\text{м/с}].$$

Указанная погрешность может быть уменьшена внесением поправки, рассчитанной по приведенной формуле. Случайная составляющая погрешности, связанная с влиянием тропосферы, имеет существенно меньшее значение, чем систематическая. При прецизионных измерениях $\dot R$ для компенсации тропосферных погрешностей вносят поправки, рассчитываемые с учетом показаний специальных рефрактометров, включаемых в состав наземных станций КИС.

В ионосфере коэффициент преломления определяется концентрацией A свободных электронов на трассе распространения радиоволн. Распределение электронов, зависящее от высоты, географической широты местности, времени года и солнечной активности, сильно колеблется в течение суток. В первом приближении можно считать, что коэффициент преломления в ионосфере $n_{атм} \approx 1 - A/f_c^2$. Поэтому существует сильная зависимость смещения частоты принимаемого сигнала от ее значения. Например, при полете ИСЗ на высотах порядка 1000 км при больших возмущениях ионосферы для сигнала с частотой 50 МГц максимальные значения этого смещения составляют 20 Гц, а для сигнала с частотой 1200 МГц составляют 0,8 Гц. В сантиметровом диапазоне ошибка определения радиальной скорости КА из-за ионосферы достаточно мала.

Ионосферную погрешность можно существенно уменьшить при применении двухчастотного метода компенсации ошибок. При этом методе с КА излучают два сигнала с частотами $f_{б1}$ и $f_{б2}$, полученными от общего задающего генератора. Результаты измерений можно рассматривать как два уравнения с двумя неизвестными $\dot{R}$ и A:

$$F_{изм1} = F(\dot{R}, A/f_{б1}^2), \; F_{изм2} = F(\dot{R}, A/f_{б2}^2). \qquad (3.40)$$

Решение уравнений (3.40) позволяет найти $\dot{R}$, исключив неизвестный параметр A, и в значительной мере компенсировать ионосферную погрешность.

Вторые слагаемые в выражениях (3.39а, б) учитывают погрешности, возникающие из-за отличия на значение $\delta f_б$ фактического значения частоты сигнала, излучаемого бортовым передатчиком, от ее номинального значения $f_{б0}$ ($f_б = f_{б0} + \delta f_б$). Это вызвано уходом частоты вследствие нестабильности бортового эталонного генератора и неточностью установки номинального значения. Поскольку уход частоты из-за нестабильности генератора существенно превосходит неточность установки, то последнюю причину можно не учитывать.

Среднее отклонение частоты $\Delta f_б = \frac{1}{T_{нб}} \int_0^{T_{нб}} \delta f_б(t) dt$ за время наблюдения $T_{нб}$ рассматриваемой серии измерений приводит к систематической погрешности измерения скорости, а отклонение частоты от среднего значения $\delta f'_б = \delta f_б - \Delta f_б$, оцениваемое дисперсией $\sigma_{f_б}^2 = \frac{1}{T_{нб}} \int_0^{T_{нб}} [\delta f'_б(t)]^2 dt$, обусловливает возникновение флуктуационной погрешности.

Как следует из (3.39а, б), нестабильность частоты бортового генератора приводит к двум составляющим как в систематической, так и в флуктуационной погрешности измерения $\dot{R}$. Первые составляющие пропорциональны $\dot{R}/f_б$ и связаны с тем, что при расчетах по формуле (3.7) вместо фактического значения частоты используют номинальное значение $f_{б0}$. Вторые составляющие погрешностей пропорциональны $c/f_б$ и вызваны тем, что отклонения от номинальной частоты бортового генератора и доплеровский сдвиг частоты не разделяются при одиночном измерении. Так как $\dot{R} \ll c$, то первыми составляющими погрешностей можно пренебречь.

Влияние нестабильности частоты эталонного генератора наземного пункта ($\Delta f_{з.с}$ и $\sigma_{f_{з.с}}$) учитывается третьими слагаемыми выражений (3.39а, б). Обусловленные ими составляющие погрешностей измерения $\Delta\dot{R}$ и $\sigma_{\dot{R}}$ пропорциональны $c/f_б$ и имеют такую же природу, что и вторые составляющие погрешностей, связанные с отклонениями от номинала частоты бортового генератора.

Оценим допустимую нестабильность частоты эталонных генераторов в беззапросных доплеровских системах. Рассмотрим полный средний квадрат отклонения частоты бортового генератора

$$(\sigma_{f_б})^2_{полн} = \Delta f_б^2 + \sigma_{f_б}^2. \qquad (3.41)$$

Учитывая выражение (3.39б), находим погрешность измерения скорости, связанную с нестабильностью частоты:

$$(\sigma_{\dot{R}})_{f_б} = c(\sigma_{f_б})_{полн}/f_б.$$

Отсюда имеем

$$(\sigma_{f_б})_{полн}/f_б = (\sigma_{\dot{R}})_{f_б}/c. \qquad (3.42)$$

Если допустимая погрешность измерения скорости $(\sigma_{\dot{R}})_{f_б} \approx$ ≈ 3 мм/с, то выражение (3.42) дает $(\sigma_{f_б})_{полн}/f_б \approx 10^{-11}$.

Необходимо подчеркнуть, что в рассматриваемом случае доминирующее влияние на нестабильность частоты оказывает систематическая погрешность $\Delta f_б$, возникающая вследствие ухода частоты от номинального значения за все время работы генератора. Определяемая в этом случае значением $\Delta f_б$ нестабильность частот называется ***долговременной***. Требования к долговременной нестабильности порядка 10^{-11} очень жесткие и обеспечиваются только атомными стандартами. Относительно большая масса и сложность таких стандартов являются основным недостатком при установке их на КА. Отметим, что в настоящее время лучшие атомные стандарты (водородные) имеют долговременную нестабильность частот 10^{-13} ... 10^{-14}. Такие стандарты устанавливаются на навигационных КА.

В беззапросных системах требования к стабильности частоты наземных генераторов те же, что и к бортовым. Однако из-за отсутствия ограничений по массе и габаритам их выполнение существенных затруднений не вызывает.

Отметим, что в ряде случаев при вторичной обработке, использовав большое число избыточных измерений, можно снизить требования к стабильности эталонных генераторов в беззапросных доплеровских системах. Действительно, все вы-

полненные за время $T_{иб}$ измерения радиальной скорости будут иметь систематическую погрешность $\Delta\dot{R}_{б\text{-}з} = (\Delta f_б - \Delta f_{з.с})c/f_б$, где $\Delta f_б - \Delta f_{з.с}$ — разность средних отклонений частот, вызванных нестабильностью бортового и наземного эталонных генераторов. Если за время наблюдения $T_{иб}$ доплеровская частота принимаемого сигнала изменяется, то вторичная обработка позволяет исключить постоянное отклонение частоты $\Delta f_б - \Delta f_{з.с}$, связанное с нестабильностью генераторов. В этом случае указанная стабильность частоты генераторов требуется лишь в течение $T_{нб}$. Очевидно, что чем короче сеанс измерений, тем легче обеспечить это требование. Такая вторичная обработка наиболее эффективна при работе с низколетящими ИСЗ.

Для запросных доплеровских систем (см. (3.39в, г)) нестабильность частоты наземного генератора пересчитывается в погрешности измерения скорости с коэффициентом $\left(\frac{\dot{R}}{f_{з.с}} - \frac{a}{2m/l}\frac{c}{f_{з.с}}\right)$. Отклонение запросной частоты от номинала, вызванное долговременной нестабильностью $\Delta f_{з.с}/f_{з.с}$, приводит к погрешности измерений, равной $\Delta\dot{R} = (\Delta f_{з.с}/f_{з.с})\dot{R}$. Если допускается погрешность измерения $\Delta\dot{R} = 1$ см/с и $\dot{R} = V_П \approx 11{,}2$ км/с, то долговременная нестабильность генератора должна иметь порядок 10^{-6}.

Неточность знания частоты, пересчитываемая в погрешность измерения скорости с коэффициентом $\dot{R}/f_{з.с}$, связана с использованием при расчетах по формуле (3.13) вместо фактического значения $f_{з.с}$ его номинального значения. Формируя частоту запроса и счетную (опорную) частоту общим эталонным генератором в цифровых измерителях, эту погрешность сводят к пренебрежимо малой. Ошибка в знании частоты, пересчитываемая в погрешность измерения скорости с коэффициентом $\frac{a}{2m/l}\frac{c}{f_{з.с}}$, связана с уходом частоты за время $2\tau_R$ распространения сигнала до КА и обратно. Для измерения скорости с погрешностью 1 см/с стабильность частоты за это время должна быть порядка 10^{-11}. Для КА ближнего космоса $2\tau_R < 0{,}1$ с и указанную стабильность можно обеспечить кварцевыми генераторами. Для КА дальнего космоса, когда $2\tau_R$ до-

стигнет десятков и сотен минут, необходимо использовать атомные стандарты.

Вернемся к выражениям (3.39). Последнее слагаемое в них учитывает ошибку определения радиальной скорости, связанную с погрешностью измерения частоты.

Так как все рассмотренные ранее алгоритмы измерения радиальной скорости базируются либо на измерении частоты сигнала на выходе системы ФАП, либо на использовании ее управляющего сигнала $z_{у\,ФАП}$, то шумовые погрешности измерения скорости связаны с системой ФАП. Ограничимся рассмотрением лишь *нормальных* шумовых погрешностей, пренебрегая аномальными, вызванными перескоками фазы на $\pm 2\pi$. Опуская вывод [4], приведем итоговые выражения для рассматриваемого случая. Программный алгоритм оценки доплеровского сдвига частоты (3.27) имеет дисперсию оценки

$$\sigma^2_{F_{изм}} = \varkappa\Delta f_{э\,ФАП}/(2\pi^2 Q T_м^2), \qquad (3.43)$$

где $\varkappa > 1$ — энергетические потери за счет цифрового характера обработки сигнала (дискретизации и квантования); $Q = P_с/G_ш$.

Выражение (3.43) описывает также нормальную шумовую погрешность аппаратного алгоритма (3.9) измерения частоты с помощью периодомера (о погрешностях частотомера см. далее).

Специфической погрешностью цифровых измерителей является ошибка дискретности. Она вызвана тем, что входящие в измеритель счетчики изменяют свои показания при появлении очередного входного импульса на целую единицу и не отсчитывают долей единицы. Эта ошибка является случайной с ограниченным (обычно равномерным) законом распределения. Для оценки максимального значения ошибки дискретности счетных измерителей частоты нужно сначала найти производную от измеряемой частоты по параметру, который непосредственно определяется в измерителе, а затем перейти к конечным приращениям и положить ошибку счета δN равной ± 1. Для частотомера (3.8) при $\delta N = \pm 1$ имеем

$$(\delta F_{изм})_{макс} = \delta N/T_м = \pm 1/T_м, \qquad (3.44)$$

где $T_м$ — мерный интервал.

Для периодомера из (3.9), учитывая $n = N_0 F_{сч}/F_{изм}$, $T_м = T_{изм}N_0$ и $\delta n = \pm 1$, находим

$$(\delta F_{изм})_{макс} = \frac{F_{сч}N_0}{n^2}\delta n = \pm\frac{F_{изм}}{F_{сч}}\frac{1}{T_м}. \qquad (3.45)$$

Сравнение (3.44) и (3.45) показывает, что при одинаковом мерном интервале $T_м$ периодомер имеет ошибку дискретности в $F_{сч}/F_{изм}$ раз меньшую, чем частотомер. Максимальное значение $F_{сч}$ ограничивается быстродействием счетчиков и обычно на несколько порядков превышает значение $F_{изм}$. Некоторым недостатком периодомера является зависимость мерного интервала, а следовательно, и момента отсчета результата измерения от значения измеряемой частоты. Из-за большой ошибки дискретности частотомер в современных командно-измерительных системах не применяют.

В аппаратно-программных системах также имеет место ошибка дискретности, хотя ее природа иная, так как частотомеры и периодомеры в этих системах не применяют. В этих системах ошибка дискретности измерения частоты вызвана дискретностью перестройки фазы в цифровом синтезаторе частоты, входящем в состав системы ФАП. Дискрет перестройки $\Delta\varphi_1$ приводит к погрешности измерения набега фазы за длительность мерного интервала, не превышающей $2\Delta\varphi_1$ (фазовые флуктуации на концах мерного интервала независимы), чему соответствует ошибка дискретности измерения частоты простым алгоритмом (3.27), не превышающая $2\Delta\varphi_1/T_м$. Если $\Delta\varphi_1$ меньше флуктуационной ошибки слежения в системе ФАП, то и ошибка дискретности измерения частоты меньше флуктуационной, к чему обычно и стремятся.

3.5.4. Погрешности измерения дальности

Вычислив полный дифференциал выражения (3.14) и перейдя к конечным приращениям, найдем следующие выражения для систематических и флуктуационных погрешностей измерения дальности:

$$\Delta R = (R/c)\Delta c + (c/2)\Delta\tau_R, \qquad (3.46а)$$

$$\sigma_R = [(R/c)^2\sigma_c^2 + (c/2)^2\sigma_{\tau R}^2]^{1/2}. \qquad (3.46б)$$

Из выражений (3.46) следует, что точность измерения дальности ограничивается точностью сведений о скорости распространения радиоволн и зависит от ошибок определения задержки τ_R. Как уже отмечалось, систематическую погрешность Δc можно представить суммой $\Delta c = \Delta c_0 + \Delta c_n$. Поскольку неточность знания скорости света в вакууме оценивается значением $\Delta c_0/c \approx 3 \cdot 10^{-9}$, то соответствующая погрешность изме-

рения дальности, например, до Луны ($R \approx 400\,000$ км) составит приблизительно 1,2 м. Составляющие Δc_n и σ_c обусловлены отклонением значения коэффициента преломления атмосферы от 1, причем Δc_n, определяется средним значением коэффициента преломления, а $\sigma_с$ — его флуктуациями. При распространении радиоволн в атмосфере происходит дополнительное запаздывание радиосигнала. Оно связано с тем, что в атмосфере скорость распространения волн отличается от скорости света в вакууме и, кроме того, происходит некоторое увеличение длины траектории по сравнению с прямолинейной из-за рефракционного искривления распространяющихся лучей.

Длина луча в атмосфере зависит от рабочего угла места θ, поэтому влияние атмосферы сильнее сказывается при малых θ. Запаздывание сигнала в тропосфере приводит к погрешности измерения дальности, значение которой при $\theta > 10°$ оценивается выражением $\Delta R_{троп} \approx 2{,}6/\sin\theta$. Численное значение погрешности составляет при $\theta \approx 0°$ около 100 м, при $\theta = 10°$ — около 15 м. Введение поправок, учитывающих реальное состояние тропосферы, позволяет уменьшить эту погрешность до 1 м.

Запаздывание сигнала в ионосфере и соответствующие погрешности измерения дальности в первом приближении обратно пропорциональны квадрату несущей частоты. Для КА, находящихся выше ионосферы, при $\theta \approx 10°$ на частоте $f = 10$ МГц погрешность измерения R составляет около 8 км, на $f = 1000$ МГц — около 0,08 км, а на частотах, больших 5000 МГц, пренебрежимо мала.

Приведенные примеры свидетельствуют о том, что при использовании в системах измерения дальности метрового и дециметрового диапазонов волн обычно требуется в результаты измерений вносить поправки, учитывающие влияние ионосферы. Существенное снижение ионосферной погрешности измерения при работе в указанных диапазонах достигается при двухчастотном методе компенсации ошибок. Суть его та же, что и при двухчастотном методе измерения скорости.

На точность измерения дальности существенно влияет задержка сигнала в радиотехнических цепях, особенно в бортовом ответчике. Для ослабления этого влияния необходимо обеспечивать высокую стабильность параметров радиотехнических цепей, контролировать и учитывать значения задержек сигнала в аппаратуре.

При определении временного интервала цифровым измерителем возникает ошибка дискретности. Максимальное значение погрешности измерения дальности, вызванной ошибкой дискретности, составляет $\delta R_{макс} = \pm c/(2f_{сч})$, где $f_{сч}$ — частота счетных импульсов. При необходимости эта ошибка может быть уменьшена, например при использовании измерителя нониусного типа.

Ошибка дискретности измерения дальности в аппаратно-программных системах определяется, как и при измерении скорости, дискретом перестройки фазы цифрового синтезатора частоты, входящего в состав ССЗ.

Рассмотрим погрешности измерения дальности σ_{R_τ}, связанные с действием шумов. Вначале остановимся на псевдошумовом дальномере. Запаздывания ПСП на входе и выходе ССЗ $\tau_{вх}$ и $\tau_{вых}$ являются гауссовскими случайными процессами со спектральной плотностью на нулевой частоте $G_{э\tau}$, (см. (3.36)) в соответствии с физическим смыслом эквивалентной флуктуационной характеристики дискриминатора замкнутой следящей системы (см. разд. 3.5.2). Усреднение величины $\tau_{вых}$ на мерном интервале $T_м$ эквивалентно ее фильтрации фильтром нижних частот с эквивалентной шумовой полосой $\Delta f_{фэ} = 1/(2T_м)$ (и с единичным коэффициентом передачи на нулевой частоте). Можно считать, что величина $\tau_{вх}(t)$ вначале фильтруется ССЗ с полосой $\Delta f_{э\ ССЗ}$ (результат фильтрации $\tau_{вых}(t)$), а затем — фильтром нижних частот с полосой $\Delta f_{фэ}$. При выполнении условия $\Delta f_{фэ} \ll \Delta f_{э\ ССЗ}$ при вычислении дисперсии усредненной оценки фильтрующим действием ССЗ можно пренебречь и положить

$$\sigma^2_{\tau*} \approx G_{э\tau}\Delta f_{фэ} = \frac{G_{э\tau}}{2T_м} = \frac{\tau_0\tau_э}{4QT_м}. \quad (3.47)$$

Аналогичным образом находят дисперсию шумовой погрешности при фазовом методе измерения дальности. Точность измерения дальности определяется номиналом самой высокой дальномерной частоты $F_{мl}$. Эта частота фильтруется узкополосным фильтром, например настроенной на эту частоту системой ФАП, после чего оценка фазового запаздывания усредняется за время мерного интервала $T_м$. Фазу на выходе системы ФАП приблизительно можно считать гауссовской случайной величиной со спектральной плотностью на нулевой

стоте, равной $G_{эф}$ (см. (3.35)). Дисперсия оценки усреднен-
й фазы

$$\sigma^2_{\varphi*} \approx G_{эф}/(2T_м) = 1/(2QT_м). \quad (3.48)$$

Пересчитав по формуле $\tau^* = \varphi^*/(2\pi F_{мl})$ фазовое запаздыва-
ие во временное, получим

$$\sigma^2_{\tau*} = (2QT_м)^{-1}(2\pi F_{мl})^{-2}. \quad (3.49)$$

Отметим, что (3.49) совпадает с формулой для оптимальной
ценки времени запаздывания гармонического радиосигнала [5].

Из (3.47) следует, что точность измерения задержки в даль-
омере с псевдошумовым сигналом можно повышать, умень-
ая длительность строба τ_0. Однако это справедливо только
ограниченных пределах, пока не нарушается линейность
СЗ. Более подробное рассмотрение этого вопроса (см. гл. 9)
риводит к выводу, что и в этом случае дисперсия оценки при-
лижается к предельно достижимой при данном сигнале.

3.5.5. Погрешности измерения угловых координат и их производных

Погрешности измерения углов различными типами радио-
локационных пеленгаторов рассмотрены, например, в [3].
При оценке точности пеленгаторов, входящих в наземные
комплексы управления КА, необходимо учитывать ряд осо-
бенностей. Так, пеленгаторы НКУ работают по излучаемому с
КА непрерывному радиосигналу, о направлении прихода ко-
торого имеется большая априорная информация. В большин-
стве случаев в таких пеленгаторах отношение сигнал-шум в
эквивалентной полосе измерения оказывается достаточно высоким. Поэтому на результирующую точность измерения углов основное влияние оказывают не шумовые ошибки измерения, а атмосферные явления и различные аппаратурные нестабильности.

Рассмотрим подробнее погрешности измерения фазового пеленгатора.

Вычислив полный дифференциал (3.18) и перейдя к конечным приращениям, находим выражения для систематической и случайной погрешностей измерения направляющего косинуса:

$$\Delta\cos\varepsilon = \cos\varepsilon\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda} - \frac{\Delta d}{d}\right) + \frac{\lambda}{2\pi d}\Delta\Phi + \frac{\lambda}{d}\Delta k, \quad (3.50а)$$

$$\sigma_{\cos\varepsilon} = \left[\frac{\sigma^2_\lambda}{\lambda^2}\cos^2\varepsilon + \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2\sigma^2_\Phi\right]^{1/2}. \quad (3.50б)$$

Будем исходить из того, что необходимая точность определения направляющего косинуса ориентировочно равна 10^{-5}.

Первая составляющая погрешностей в выражениях (3.50) связана с неточным знанием длины волны принимаемого сигнала. Поскольку $\lambda = c/f_c$, где c — скорость распространения радиоволн, а f_c — частота принимаемого сигнала, то

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\Delta c}{c} - \frac{\Delta f_c}{f_c}, \qquad (3.51а)$$

$$\frac{\sigma_\lambda^2}{\lambda^2} = \frac{\sigma_c^2}{c^2} + \frac{\sigma f_c^2}{f_c^2}. \qquad (3.51б)$$

При получении оценок с погрешностью порядка 10^{-5} неточное знание скорости распространения радиоволн практически не сказывается на результирующей точности измерения.

Составляющие $\Delta f_c/f_c$, σ_{f_c}/f_c в (3.51) определяют ошибку из-за отклонения принимаемой частоты от номинального значения. Если вследствие доплеровского эффекта или нестабильности колебаний задающего генератора относительное отклонение частоты достигает 10^{-5}, то при вычислении направляющего косинуса нужно использовать значение f_c, измеряемое во время сеанса связи. Измерение частоты принимаемого сигнала с точностью, существенно большей 10^{-5}, не встречает затруднений, и указанная причина не лимитирует точности определения направляющего косинуса.

Вторая составляющая погрешности в выражении (3.50а) обусловлена погрешностью определения геометрического размера базы ($\Delta d/d$). Не меньшими по значению являются ошибки, возникающие из-за неточности ориентации базы на местности и не учитываемые выражениями (3.50). Современные геодезические методы позволяют установить размер базы с относительной погрешностью, меньшей 10^{-5}. Однако в процессе эксплуатации под влиянием климатических условий и деформации грунта геометрические размеры и ориентация базы изменяются. Поэтому в фазовых пеленгаторах периодически контролируют базовое расстояние и ориентацию базы. Поскольку за время сеанса измерения изменениями размера базы можно пренебречь, в выражении (3.50б) отсутствует составляющая погрешности, связанная с флуктуациями базового расстояния.

Отметим, что влияние неточности знания значений c, f_c и d на погрешности измерения направляющего косинуса зависит

от угла ε (см. (3.50)) и минимально при $\varepsilon = 90°$ ($\cos\varepsilon = 0$), т. е. когда приходящие от КА лучи перпендикулярны базе.

Рассмотрим погрешности оценки $\cos\varepsilon$, связанные с погрешностями определения разности фаз $\Delta\Phi$ и σ_Φ. Здесь наиболее существенны аппаратурные погрешности, вызванные действием шумов и неидентичностью фазовых задержек в каналах пеленгатора.

Можно показать, что при постоянной угловой скорости движения КА шумовая погрешность оптимальной системы измерения разности фаз (отнесенной к середине мерного интервала) определяется дисперсией

$$\sigma_{\Phi\,опт}^2 = (1/T_м)(G_ш/P_c),$$

где $G_ш$ — спектральная плотность шума на входе каждого из каналов приемника; P_c — мощность принимаемого сигнала; $T_м$ — мерный интервал.

Шумовая погрешность реального измерителя зависит от конкретной приемной системы и может значительно проигрывать оптимальной. В схеме на рис. 3.15 проигрыш вызван тем, что в рассматриваемом пеленгаторе для уменьшения систематической аппаратурной погрешности основное усиление выполняется в общем тракте и для выделения колебания частоты F, несущего информацию о разности фаз, используется детектор биений, а не перемножитель, как это имеет место в оптимальной системе. Действительно, поскольку полоса пропускания усилителей высокой частоты в каналах пеленгатора существенно превышает F, то при сложении напряжений на входе усилителя промежуточной частоты спектральная плотность шумов практически удваивается. Использование детектора биений вместо перемножителя также вдвое увеличивает дисперсию погрешностей измерений, так как на выходе детектора помимо биений сигнала с шумом «своего» канала возникают биения сигнала с шумом «чужого» канала.

Таким образом, рассматриваемая схема пеленгатора при достаточно большом отношении сигнал-шум на входе детектора биений проигрывает оптимальной по дисперсии σ_Φ^2 примерно в четыре раза.

Систематические аппаратурные погрешности $\Delta\Phi$ в фазовом пеленгаторе (см. рис. 3.15) обусловлены главным образом различием фазовых сдвигов в высокочастотных каналах, а также изменениями наклона фазовой характеристики общего усилителя промежуточной частоты. Для их уменьшения применя-

ют калибровку приемного устройства по контрольному сигналу, который одновременно подается на входы обоих каналов. Аппаратурная погрешность обычно является доминирующей в общей погрешности фазовой системы.

Помимо рассмотренных аппаратурных погрешностей на точность оценки cos ε влияет разность дополнительных набегов фазы сигналов на трассе от КА до разнесенных на местности антенн пеленгатора. Например, иногда следует учитывать разность хода лучей в атмосфере, возникающую из-за сферичности Земли и заметную при больших базах и малых углах места (погрешность из-за регулярной рефракции). Движущиеся атмосферные неоднородности вызывают дополнительные фазовые флуктуации, если их размеры сравнимы или меньше базы пеленгатора. Влияние таких флуктуаций частично ослабляется за счет сглаживания результатов отдельных измерений при длительных сеансах. В результате ухода частоты задающего бортового генератора за интервал τ, определяемый разностью времени приема сигналов разнесенными антеннами, происходит дополнительный набег фазы $\Delta\Phi_{наб}$. При постоянной скорости ухода частоты генератора $\dot f$ получим $\Delta\Phi_{наб} \approx \pi\dot f\tau^2$. В большинстве случаев эта погрешность пренебрежимо мала.

Движение КА относительно наблюдательного пункта приводит к аберрации. В результате аберрации доплеровские частоты сигналов, принимаемых разнесенными антеннами пеленгатора, отличаются на значение $\Delta F_Д$. Поэтому за время τ_R распространения радиоволн от КА до пеленгатора возникает дополнительная разность фаз

$$\Delta\Phi_{аб} \approx 2\pi\Delta F_Д\tau_R = \frac{2\pi}{c} f_б \frac{v_т d \sin\varepsilon}{c},$$

где $f_б$ — частота излучаемого с КА сигнала; $v_т$ — тангенциальная составляющая вектора скорости КА.

Последняя составляющая выражения (3.50а) характеризует грубые (аномальные) ошибки, связанные с неправильным раскрытием неоднозначности. Аномальная ошибка кратна отношению λ/d.

Для уменьшения систематических погрешностей измерения пеленгаторы высокой точности периодически подвергают юстировке: пеленгуют источник излучения с известными координатами и составляют таблицы поправок к отсчетам. Источник излучения может быть расположен, например, на специальной юстировочной вышке. Для юстировки пеленгаторов дальнего действия используют или естественные дискретные

источники космического радиоизлучения (радиозвезды), или специальные искусственные спутники Земли.

Ошибки в оценке производной направляющего косинуса. Найдем их дифференцированием выражения (3.19):

$$\Delta\dot U = \dot U\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda} - \frac{\Delta d}{d}\right) + \frac{\lambda}{d}\Delta(\delta F_Д), \qquad (3.52а)$$

$$\sigma_{\dot U} = \left[\dot U^2\left(\frac{\sigma_\lambda}{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2\sigma^2_{F_Д}\right]^{1/2}. \qquad (3.52б)$$

Первые две составляющие ошибок в (3.52) аналогичны рассмотренным при измерении направляющих косинусов, а последняя связана с погрешностями измерения разностной частоты $\delta F_Д$. Очевидно, что чем больше отношение d/λ, тем менее жесткие требования предъявляются к измерению $\delta F_Д$. Для обеспечения необходимых точностей измерения $\dot U$ отношение d/λ должно быть существенно большим, чем в фазовых пеленгаторах. Например, при высокоточных измерениях производных направляющих косинусов КА среднего и дальнего космоса база может быть образована разнесенными на несколько тысяч километров станциями КИС.

3.6. Имитационное моделирование для проектирования радиолиний

Аналитический расчет основных характеристик радиолиний КИС обычно выполняют при весьма существенных упрощениях. В частности, в проведенных ранее расчетах делались весьма грубые приближения, связанные с заменой континуума значений задержки и частоты конечным числом эквидистантных значений (при расчете системы вхождений в связь), нелинейных и дискретных систем синхронизации — квазилинейными и непрерывными и др. Такой аналитический расчет может дать лишь ориентировочные значения погрешностей и параметров систем. Для их уточнения на первых этапах проектирования КИС, как правило, проводят имитационное моделирование с помощью ряда цифровых моделей различной степени широты и подробности. Например, используют общую модель КИС с обобщенными характеристиками входящих в ее состав подсистем, более подробную модель аппаратно-программной приемной системы и т. д. Результаты предварительного теоретического расчета при этом применяют для уточнения структуры моделируемой системы и отладки модели. В свою очередь, результаты имитационного моделирова-

ния используют при создании опытных образцов аппаратуры КИС. Таким образом, имитационное моделирование является важным промежуточным этапом проектирования КИС.

В качестве примера рассмотрим имитационную модель (рис. 3.20) аппаратно-программной приемной системы, изображенной на рис. 3.16. Поясним работу основных блоков этой модели.

Блок динамики объекта в дискретные моменты времени вычисляет текущие отсчеты дальности $R(t)$ и скорости $\dot{R}(t)$ ИСЗ относительно наземного измерительного пункта, в состав которого входит приемник. Предполагается, например, что ИСЗ движется по круговой орбите. Тогда в качестве устанавливаемых параметров в этот блок вводятся координаты измерительного пункта, а также данные о высоте и наклонении орбиты ИСЗ и угол места в начале сеанса радиосвязи.

Блок преобразования и вычитания пересчитывает дальность $R(t)$ в задержку $\tau_c(t)$ принимаемой ПСП и определяет полную фазу $\Phi_c(t)$ принимаемого несущего колебания (при этих расчетах значение скорости $\dot{R}(t)$ не нужно). После этого образуется разность задержки принимаемой и опорной ПСП:

$$\tau(t) = \tau_c(t) - \tau_0(t)$$

и разность полных фаз принимаемого и опорного несущего колебания:

$$\varphi(t) = \Phi_c(t) - \Phi_0(t).$$

Блок цифровых синтезаторов вычисляет значения задержки опорной ПСП $\tau_0(t)$ и полной фазы опорного несущего колебания $\Phi_0(t)$ по формулам, связывающим $\tau_0(t)$ с управляющим кодом ССЗ $z_{\text{у ССЗ}}[R]$ и $\Phi_0(t)$ с управляющим кодом ССН $z_{\text{у ССН}}[R]$. В качестве устанавливаемых параметров на этот блок подаются данные о дискретах перестройки частоты цифровых синтезаторов и о начальных значениях $\tau_0(0)$ и $\Phi_0(0)$.

Алгоритмы микроЭВМ в модели (см. рис. 3.20) полностью повторяют аналогичные алгоритмы в реальной системе. Меняя значения подаваемых на блок параметров, можно выбрать любой из альтернативных алгоритмов (см. разд. 3.4), определяя таким образом тип дискриминаторов ССН и ССЗ (когерентный или некогерентный, с зависящим или не зависящим от энергетического потенциала коэффициентом передачи и т. д.); порядок астатизма ССН и ССЗ; простой или квазиоптимальный алгоритм измерения скорости и т. д., а также параметры этих алгоритмов (длительность мерного интервала

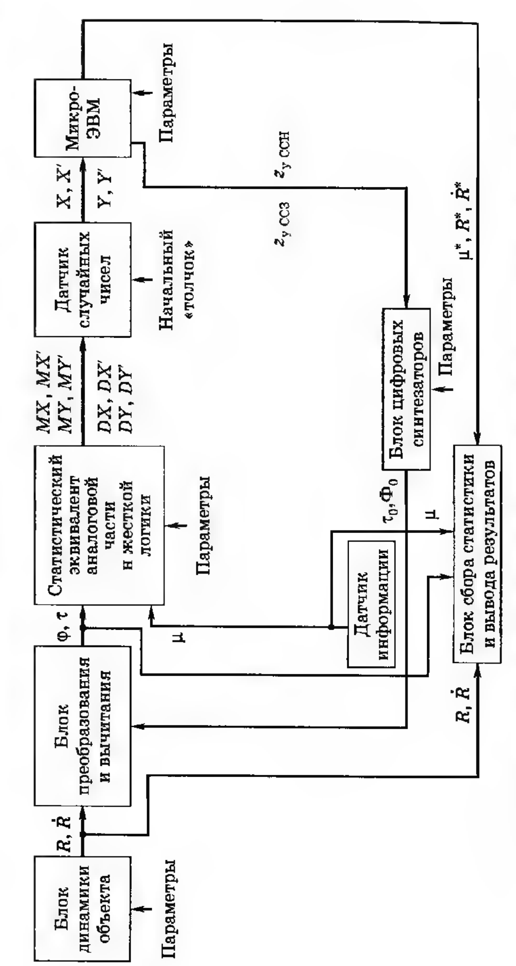


Рис. 3.20. Имитационная модель аппаратно-программной приемной системы

при измерениях R и $\dot{R}$, коэффициенты цифровых фильтров в контурах ССН и ССЗ).

Датчик случайных чисел формирует входные числа микроЭВМ (X, Y, X', Y'). Так как в результате действия широкополосного входного шума эти числа распределены по гауссовскому закону и независимы, для их задания достаточно указать лишь их математические ожидания и дисперсии, которые и поступают на вход данного блока. Кроме того, на этот блок поступает так называемый начальный «толчок» — целое нечетное число, определяющее конкретную формируемую реализацию случайных чисел. Для повторения той же реализации нужно задать в качестве начального «толчка» то же самое целое нечетное число, для изменения реализации — другое число.

Датчик информации генерирует случайные взаимно независимые равновероятные двоичные символы $\mu = \pm 1$, имитирующие передачу сообщений.

Статистический эквивалент аналоговой части и жесткой логики является основным блоком модели. На его вход поступают рассогласования по задержке ПСП $\tau(t)$ и по фазе несущего колебания $\varphi(t)$ от блока преобразования и вычитания, а также двоичные символы информации $\mu = \pm 1$ от датчика информации. По этим данным с помощью теоретических зависимостей блок вычисляет статистические характеристики (математические ожидания и дисперсии MX, MX', MY, MY', DX, DX', DY, DY') входных чисел микроЭВМ. На этот блок поступают параметры устройства, от которых зависят перечисленные статистические характеристики. Цикл работы модели определяется периодом ввода чисел в микроЭВМ ($T_{нак}$). Использование статистического эквивалента позволяет на несколько порядков сократить вычислительные затраты при имитационном моделировании.

Блок сбора статистики и вывода результатов позволяет оценивать вероятность ошибки приема двоичных символов и вероятность аномальных погрешностей измерений текущих навигационных параметров; дисперсии и математические ожидания нормальных ошибок слежения в ССН и ССЗ и нормальных погрешностей измерения скорости и дальности. Для этого на данный блок подаются как истинные значения дальности R, скорости $\dot{R}$ и двоичных символов μ, так и их оценки из ЭВМ R^*, $\dot{R}^*$, μ^*, а также текущие значения ошибок слежения по задержке ПСП $\tau(t)$ и по фазе несущей $\varphi(t)$.

Модель в целом позволяет проверить, обеспечиваются ли предъявляемые к приемной системе технические требования, найти наилучшие значения параметров приемной системы, уточнить требования к ее отдельным частям, например к цифровым синтезаторам частоты. Все эти вопросы удается решить с учетом динамических изменений сигнала, связанных с движением ИСЗ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите преимущества и недостатки командно-измерительных радиолиний с простыми, сложными ортогональными и сложными противоположными сигналами.
2. Оцените погрешности беззапросного измерения радиальной скорости КА, движущегося со скоростью 10 км/с, при частоте излучения с борта 1,2 ГГц, относительной стабильности частоты 10^{-11}, длительности мерного интервала 0,1 с, энергетическом потенциале 10^4 Гц, в частности ошибку из-за неучета релятивистских эффектов, ошибку дискретности и шумовую погрешность.
3. Перечислите преимущества и недостатки различных методов измерения дальности до КА.
4. Чем определяется диапазон однозначности при различных методах измерений дальности и угловых координат?
5. Какие из вводимых в микроЭВМ сигналов (рис. 3.16) будут малыми при точном слежении по задержке? По фазе несущей? Почему?
6. Во сколько раз изменится эквивалентная полоса ФАП и ССЗ при различных алгоритмах их дискриминаторов в случае увеличения энергетического потенциала радиолиний в два раза? Во сколько раз при этом изменятся динамические и флуктуационные ошибки слежения, а также дисперсии погрешностей измерения дальности и скорости при различных алгоритмах измерений?
7. Какая обратная связь в командных радиолиниях (информационная или решающая) нашла наибольшее применение в командно-измерительных системах? Почему?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Жодзишский А. И., Гинзбург А. Л.* Опыт эксплуатации геостационарного спутника ТВ-вещания «Бонум-1». — Электросвязь, 2002 г., № 7.

2. Спутниковая связь и вещание. Справочник/Под ред. *Л. Я. Кантора*. — М.: Радио и связь, 1997.

3. *Бакулев П. А., Сосновский А. А.* Радиолокационные и радионавигационные системы. Учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1994.

4. Цифровые радиоприемные системы. Справочник/*М. И. Жодзишский, Р. Б. Мазепа, Е. П. Овсянников* и др. — М.: Радио и связь, 1990.

5. *Березин Л. Б., Вейцель В. А.* Теория и проектирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1977.

Глава 4

Системы командного радиоуправления атмосферными летательными аппаратами

4.1. Радиосредства систем командного управления

В системах командного радиоуправления атмосферными ЛА команды вырабатываются на пункте управления и передаются на ЛА по командной радиолинии. Эти команды используются для управления движением ЛА, а также работой различной бортовой аппаратуры, например для перевода управляемого объекта в режим самонаведения. Команды формируются на основе измерений координат цели и управляемого объекта соответствующими измерительными звеньями (радиолокаторами) (см. рис. 1.18). Как правило, при этом используются несовмещенные измерительные радиолинии и системы.

В системах следящего управления одним атмосферным ЛА в КРЛ обычно имеются два канала передачи количественных команд управления (например, при декартовом рулевом управлении передаются команды управления по курсу и по тангажу). Эти командные каналы являются радиозвеньями контура управления. Многоканальные КРЛ используются для одновременного управления несколькими атмосферными ЛА.

Команды следящего управления ЛА в большинстве случаев являются аналоговыми и передаются как по аналоговым, так и по цифровым радиоканалам. При разработке КРЛ стремятся обеспечить практически линейную зависимость между значениями командных сообщений $u_{кс}(t)$ на входе и командных сигналов $u_к(t)$ на выходе КРЛ в каждом из командных каналов. Для этого при цифровой передаче, в частности, необходимо выбрать достаточно большое число уровней квантования передаваемого сообщения, чтобы можно было пренебречь нелинейностью характеристики квантователя. Основной характеристикой каждого канала передачи аналоговых команд является передаточная функция КРЛ $\Phi_{рл}(p)$.

Наиболее инерционным элементом в канале является фильтр нижних частот (ФНЧ), включенный на его выходе. Передаточная функция командного канала выражается формулой

$$\Phi_{рл}(p) = k_{рл}\Phi_ф(p), \qquad (4.1)$$

где $k_{рл} = k_{прд}k_{прм}$ — коэффициент передачи командного канала; $k_{прд}$ и $k_{прм}$ — коэффициенты передачи передающего и приемного трактов; $\Phi_ф(p)$ — передаточная функция ФНЧ.

Коэффициент передачи передающего тракта

$$k_{прд} = \chi_к/u_{кс}, \qquad (4.2)$$

где $\chi_к$ — коэффициент команды, т. е. значение команды, представленное относительным изменением модулируемого командой параметра излучаемого сигнала.

Коэффициент передачи приемного тракта

$$k_{прм} = u_к/\chi_к. \qquad (4.3)$$

Фактически значения коэффициентов $k_{прд}$, $k_{прм}$ зависят от метода модуляции сигнала, структуры и параметров передающего и приемного трактов. Эти величины выбирают при проектировании радиолинии так, чтобы обеспечить требуемые характеристики радиозвена.

Дальность действия КРЛ, применяемых в системах управления атмосферными ЛА, не превышает нескольких сотен километров. Поэтому обеспечение достаточного энергетического потенциала в таких радиолиниях обычно не вызывает затруднений. При наличии радиопротиводействия со стороны противника наиболее слабым звеном системы обычно являются средства визирования цели, работающие по отраженному сигналу. Однако в определенных случаях необходимо учитывать и возможность организации радиопомех работе КРЛ. Помехи могут изменять значение $k_{прм}$, нарушать линейность передаточной характеристики приемника, а также вызывать появление аддитивного возмущения на его выходе. Важной характеристикой этого возмущения является его спектральная плотность и особенно ее значение в области низких частот (см. разд. 1.4).

Кроме двух каналов передачи количественных команд управления в составе КРЛ имеются один или несколько каналов передачи функциональных (разовых) команд, например команды на включение радиовзрывателя на подходе ЛА к цели или команды аварийной самоликвидации. Для характеристики разовых команд наиболее важна вероятность правильного приема и исполнения команды в условиях воздействия раз-

личных помех. При выборе способа передачи разовых команд учитываются также требования к допустимой задержке во времени передачи и исполнения.

Для передачи функциональных команд справедливо все, что говорилось в начале разд. 3.2.1.

4.2. Командная радиолиния

Рассмотрим особенности КРЛ как звена контура следящего командного радиоуправления на примере радиолинии с время-импульсиой модуляцией (ВИМ) поднесущей и амплитудной модуляцией (АМ) несущей. В этой радиолинии применяется импульсный режим излучения сигнала. На рис. 4.1 изображена структурная схема передающего и приемного трактов двухканальной радиолинии. Временные диаграммы, поясняющие формирование модулирующего сигнала $u_{мод}$, показаны на рис. 4.2, где *а*, *б*, *в* — сигналы в соответствующих точках схемы на рис. 4.1. Значение передаваемой команды определяется положением рабочего импульса ВИМ относительно тактового. Следовательно, командное сообщение $u_{кс}(t)$

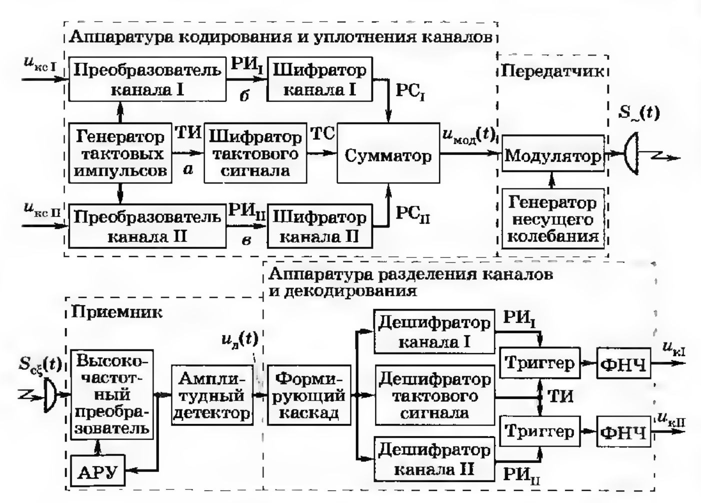


Рис. 4.1. Структурная схема передающего и приемного трактов радиолинии ВИМ

преобразуется во временные интервалы. В данном случае в каждом канале коэффициент команды

$$\chi_к = (T_1 - T_2)/(T_1 + T_2), \qquad (4.4)$$

где T_1, T_2 — временные интервалы, границы которых определяются тактовым и рабочим импульсами (в каждом канале эти интервалы изменяются независимо в соответствии с передаваемыми командами $u_{кс\,I}$ и $u_{кс\,II}$) (рис. 4.2, *б*, *в*). Коэффициент передачи $k_{прд}$ в данном случае согласно (4.2) определяется параметрами преобразователя канала (рис. 4.1).

В рассматриваемой радиолинии возможны различные структуры модулирующего сигнала $u_{мод}(t)$. Наиболее применим способ, в котором каждый импульс (тактовый или рабочий) заменяются кодовой группой импульсов, формируемой шифратором, — импульсно-временным сигналом (ИВС). Параметрами ИВС являются число импульсов в кодовой группе n_c, длительность импульсов $\tau_{имп}$ и временные интервалы между отдельными импульсами.

Модулирующий сигнал (рис. 4.2) является суммой трех различных ИВС: тактового и двух рабочих. Тактовый сигнал — синхронизирующий, предназначается для создания меток времени, которые используют в качестве начала отсчета временных интервалов. При непрерывной передаче команд тактовые сигналы образуют периодическую последовательность с периодом $T_{мн}$. Рабочие сигналы каналов ($РС_I$ и $РС_{II}$) служат для передачи соответствующих временных интервалов.

В такой радиолинии возможны различные способы уплотнения каналов. При ***структурном уплотнении*** (т. е. уплотнении по форме сигналов) рабочие импульсы каждого канала перемещаются в пределах полного периода $T_{мн}$. В этом случае разделе-

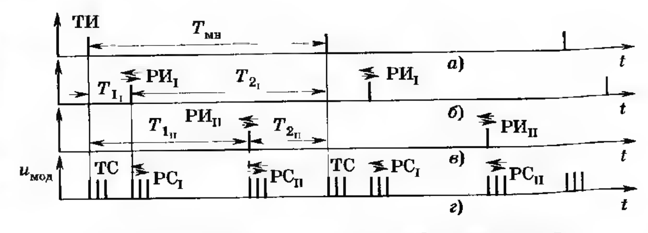


Рис. 4.2. Временные диаграммы формирования модулирующего сигнала $u_{мод}$ в радиолинии ВИМ (ИВС)—АМ

ние каналов основано на различии параметров ИВС. Очевидно, нужны ИВС, которые обеспечивают незначительное взаимное влияние каналов с учетом возможности перекрытия сигналов различных каналов по времени и при наличии помех.

При ***структурно-временном уплотнении*** каналов рабочий импульс канала I может перемещаться в пределах одной половины периода $T_{мн}$, а рабочий импульс канала II — в пределах второй половины этого периода. Тем самым исключается перекрытие рабочих сигналов во времени и, следовательно, устраняются взаимные помехи при совпадении импульсов каналов. Для разделения каналов при этом также используется различие в параметрах ИВС.

При ***временном уплотнении*** каналов в приемном тракте для разделения применяют стробирование первой и второй половин периода. Поэтому с точки зрения разделения каналов рабочие ИВС становятся необязательными. Однако такие сигналы обеспечивают повышение помехозащищенности КРЛ за счет снижения вероятности образования ложных команд в паузе при действии помех.

Несущее колебание модулируется по амплитуде импульсным сигналом $u_{мод}(t)$, в результате чего формируется излучаемый сигнал ВИМ (ИВС)—АМ.

В приемном устройстве производится амплитудное детектирование несущего колебания. Тактовые и рабочие ИВС разделяются соответствующими дешифраторами. На вход дешифраторов поступают импульсы стандартной формы, которые вырабатываются из принятого сигнала с помощью формирующего каскада. Эти импульсы нормированы по амплитуде и по длительности; тем самым ослабляется влияние различных искажений принятого сигнала, возникающих под действием помех.

С выхода дешифраторов снимаются тактовые и рабочие импульсы (ТИ, $РИ_I$, $РИ_{II}$, рис. 4.1), которые запускают триггеры соответствующих каналов. На выходе триггеров вырабатываются сигналы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), которые затем преобразуются в непрерывные командные сигналы ($u_{кI}$ и $u_{кII}$). Эта часть приемного тракта представляет собой демодулятор ШИМ, параметры которого определяют коэффициент передачи $k_{прм}$ согласно (4.3). При передаче нулевых значений команд ($\chi_{кI} = \chi_{кII} = 0$) должно выполняться условие $u_{кI} = u_{кII} = 0$. Поэтому при формировании сигналов $u_{кI}$ и $u_{кII}$ учитывается способ уплотнения каналов КРЛ. При структурно-временном и временном уплотнении каналов используются несимметричные временные интервалы ($T_1 \neq T_2$ при $\chi_к = 0$).

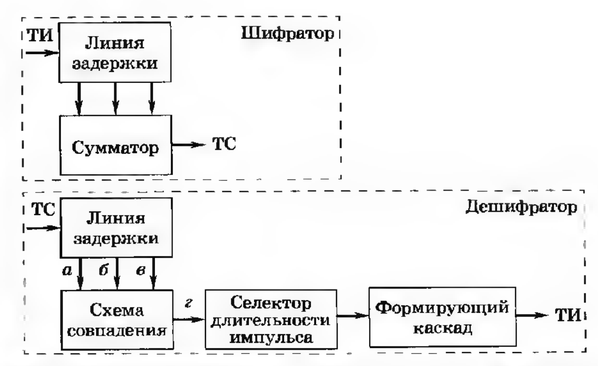


Рис. 4.3. Структурные схемы шифратора и дешифратора ИВС

Соответственно изменяется постоянная составляющая выходного напряжения фильтра, включенного после триггера. (При методе структурного уплотнения, когда $\chi_к = 0$, выполняется условие $T_1 = T_2$.) Для компенсации этих изменений можно предусмотреть, например, несимметричную первоначальную балансировку демодуляторов ШИМ. В этом случае коэффициент передачи приемного тракта уменьшается в два раза по сравнению с КРЛ, в которой рабочий сигнал каждого канала может перемещаться в пределах полного периода $T_{мн}$.

На рис. 4.3 показаны схемы шифратора и дешифратора, для построения которых можно использовать линии задержки. Временные интервалы между импульсами ИВС определяются отводами линии задержки шифратора, с которых снимаются отдельные импульсы ИВС. Дешифратор содержит схему совпадения, подключаемую к соответствующим отводам линии задержки. Эти отводы должны быть согласованы с отводами линии задержки шифратора. Тем самым в момент окончания принятого ИВС обеспечивается совпадение отдельных импульсов этого сигнала на отводах линии задержки дешифратора и на выходе образуется результирующий импульс (рис. 4.4). К выходу схемы совпадения подключен селектор дли-

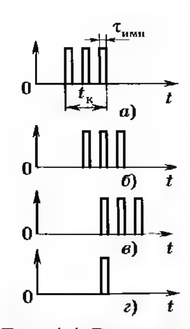


Рис. 4.4. Временные диаграммы процессов в дешифраторе ИВС

тельности импульсов, рассчитанный на прохождение импульсов, длительность которых отвечает условию $\tau_{макс} \geqslant \tau_{с.с} \geqslant \tau_{мин}$, где $\tau_{макс}$ и $\tau_{мин}$ — фиксированные величины. Тем самым уменьшается вероятность ложных срабатываний дешифратора под действием помех.

Остановимся на вопросах выбора некоторых параметров радиолинии ВИМ (ИВС)—АМ. При формировании модулирующего сигнала с ВИМ максимальный коэффициент команды $\chi_{к\ макс}$, который соответствует минимальному временному интервалу $\tau_{мин}$, выбирается с учетом условия $\tau_{мин} > t_{к\ макс}$, где $t_{к\ макс}$ — максимальная длительность ИВС.

Значение $t_{к\ макс}$, $\tau_{нмп}$ и сдвиги между отдельными импульсами выбираются с учетом обеспечения противоречивых требований.

Для повышения помехозащищенности КРЛ и улучшения качества разделения каналов желательно использовать ИВС с неповторяющимися временными интервалами между отдельными импульсами. Кроме того, необходимо предусмотреть достаточно большой ансамбль возможных ИВС, что позволит изменять структуру используемых сигналов для защиты КРЛ от воздействия организованных имитационных помех.

Увеличение значения $t_{к\ макс}$ способствует выполнению перечисленных требований. При заданном $t_{к\ макс}$ с уменьшением длительности импульса $\tau_{имп}$ облегчается формирование необходимого набора ИВС. Однако в этом случае возрастает влияние временных нестабильностей линии задержки шифраторов и дешифраторов, поэтому минимально допустимая длительность импульса зависит от реальных характеристик этих устройств.

Выбор числа импульсов $n_с$ в импульсно-временных сигналах связан с обеспечением требуемой помехоустойчивости радиолинии. При малом числе импульсов возрастает вероятность возникновения ложных сигналов под действием помех. С увеличением $n_с$ повышается вероятность подавления ИВС, поскольку для этого достаточно подавить хотя бы один импульс, входящий в его состав. Практически $n_с$ выбирают в пределах 3...6 импульсов.

Для уменьшения разброса моментов срабатывания формирующего каскада целесообразно повышать крутизну фронтов импульсов, поступающих на вход этого каскада. Это обстоятельство учитывается при выборе полосы пропускания

УПЧ ($\Delta F_{пч}$) и ФНЧ, включенного на выходе амплитудного детектора ($\Delta F_в$). Обычно выполняется условие $2\Delta F_в < \Delta F_{пч}$, тогда длительность фронтов видеоимпульсов $\tau_{фр} \approx 1/(2\Delta F_в)$.

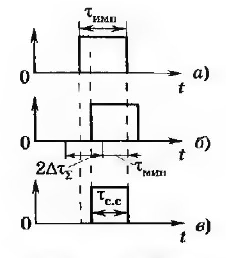


Рис. 4.5. Влияние взаимного смещения импульса ИВС на работу дешифратора

Важным параметром дешифратора является допуск на взаимное смещение импульсов ИВС. Под действием помех любой из импульсов может сместиться относительно своего номинального положения. При этом уменьшается длительность импульса на выходе схемы совпадения. Рис. 4.5 поясняет характер подобных искажений на примере ИВС, состоящего из двух импульсов.

Для регистрации приема ИВС необходимо, чтобы длительность импульса на выходе схемы совпадения $\tau_{с.с}$ превышала заданное значение $\tau_{мин}$. Из этого условия определяются допустимые интервалы взаимного смещения импульсов ИВС. Для двухимпульсного ИВС должно выполняться условие $\Delta\tau_\Sigma = \tau_{имп} - \tau_{мин}$, где $\pm\Delta\tau_\Sigma$ — максимально допустимый интервал взаимного смещения импульсов. При $n_{ИВС} > 2$ допустимый интервал смещения каждого из импульсов зависит от фактического положения остальных импульсов, входящих в состав ИВС.

4.3. Командная радиолиния как звено системы следящего радиоуправления

При отсутствии естественных и организованных помех каждый командный канал КРЛ описывается формулой (4.1). Воздействие помех на КРЛ с различными видами модуляции подробно проанализировано в [1, 2]. Помимо рассмотренной КРЛ с ВИМ в [1, 2] проанализированы радиолинии с широтно-, счетно- и кодово-импульсной модуляцией. В КРЛ с широтно-импульсной модуляцией значение передаваемой команды в i-м канале также отображается соотношением временных интервалов T_{1i} и $T_{2i} = T_{мн} - T_{1i}$, которые заполняются поднесущими колебаниями с частотами f_{1i} и f_{2i}.

В КРЛ со счетно-импульсной модуляцией сигналы одного канала представляют собой ИВС двух видов с разными параметрами. Например, ИВС-1 и ИВС-2 состоят из двух импуль-

сов каждый с расстоянием между ними Δt_1 и Δt_2 соответственно. Значение передаваемой команды определяется разностью числа кодовых групп ИВС-1 и ИВС-2 на одном периоде $T_{\text{мн}}$.

В КРЛ атмосферных ЛА применяются также сигналы с кодово-импульсной модуляцией (КИМ).

Приведем краткие результаты анализа КРЛ как звеньев систем следящего управления ЛА [1].

Действие внутренних шумов радиоприемников КРЛ, а также естественных и организованных радиопомех приводит к частичному или полному подавлению принимаемых сигналов и образованию ложных посылок. Вследствие этого изменяется передаточная функция командного канала (4.1), возникают межканальные связи, появляются паразитные постоянная и флуктуационная составляющие на выходе канала.

При анализе контура командного радиоуправления реальную многоканальную КРЛ, находящуюся под воздействием радиопомех, заменяют некоторым статистическим эквивалентом, на входе которого должны действовать те же, что и в реальном устройстве, передаваемые командные сообщения $u_{\text{кс}i}(t)$ (где i — номер канала), а выходные сигналы $u_{\text{э}i}$ должны совпадать с командными сигналами $u_{\text{к}i}(t)$ в соответствии с выбранным критерием приближения случайных функций. В зависимости от типа анализируемой КРЛ, а также от структуры и интенсивности радиопомех статистический эквивалент может быть как линейным, так и нелинейным с постоянными или переменными (в том числе случайными) параметрами.

Для каждого канала уравнение статистического эквивалента сравнительно легко находится лишь тогда, когда выходные фильтры этого канала практически не искажают спектр частот команды. Реально это условие, как правило, выполняется. Вместе с тем выходные фильтры, даже являясь безынерционными относительно передаваемых команд, оказываются весьма узкополосными по сравнению со спектром частот, занимаемым большинством видов помех. Поэтому командные сигналы на выходе КРЛ являются гауссовскими случайными процессами. Таковыми считаются и выходные сигналы статистического эквивалента $u_{\text{э}i}$. Тогда необходимое и достаточное условие статистической эквивалентности с реальной КРЛ заключается в равенстве математических ожиданий и корреляционных функций (или спектральных плотностей) для сигналов $u_{\text{к}i}$ и $u_{\text{э}i}$.

В [1] проведен раздельный анализ воздействия помех малого и большого уровня на КРЛ с различными видами модуля-

ции. Помехи малого уровня при импульсной модуляции сигнала приводят лишь к смещению фронтов импульсов на выходе формирующего каскада (рис. 4.1), большие помехи — к подавлению импульсов и к появлению ложных импульсов.

Для i-го канала КРЛ с широтно-импульсной модуляцией уравнение статистического эквивалента при воздействии помех малого уровня можно записать в виде

$$u_{\text{э}i} = k_{\text{рл}i} u_{\text{кс}i} + \xi_i(t),$$

где $k_{\text{рл}\,i}$ — коэффициент передачи канала i при отсутствии помех; $\xi_i(t)$ — аддитивный белый шум с нулевым математическим ожиданием и со спектральной плотностью, зависящей от мощности входного сигнала, спектральной плотности входного шума и параметров канала.

Анализ воздействия помех большого уровня на КРЛ с ШИМ показывает, что выходной сигнал канала в этом случае содержит две медленно меняющиеся составляющие и шум. Первая из них зависит от передаваемого командного сообщения $u_{\text{кс}\,i}$, вторая — от $u_{\text{кс}\,i}$ не зависит, но связана с параметрами КРЛ, сигнала и помех. Вторую составляющую можно устранить балансировкой выходных каскадов КРЛ и других ее элементов. Таким образом получают ***симметричную*** относительно помех КРЛ. Коэффициент передачи такой КРЛ уменьшается вплоть до нуля с увеличением помех большого уровня, при этом спектральная плотность шумовой составляющей сигнала возрастает.

В ***несимметричной*** относительно помех КРЛ при увеличении помех большого уровня командный сигнал $u_{\text{кс}\,i}$ стремится к некоторой постоянной величине, не зависящей от передаваемого командного сообщения $u_{\text{кс}\,i}$ и определяемой лишь степенью несимметричности. Спектральная плотность шумовой составляющей командного сигнала при этом вначале увеличивается, а затем уменьшается вплоть до нуля. На практике предпочтительнее симметричная относительно помех КРЛ, так как снижение ее коэффициента передачи и даже размыкание ($k_{\text{рл}\,i} = 0$) под действием больших помех приводит к меньшим неприятностям, чем наличие составляющей, не зависящей от передаваемого командного сообщения.

Уравнение статистического эквивалента для КРЛ с другими видами модуляции несколько сложнее, чем для КРЛ с ШИМ, хотя отмеченные влияния помех также имеют место. В частности, для КРЛ с ВИМ статистический эквивалент оказывается нелинейным или линейным со случайными коэффициентами.

4.4. Функциональные схемы и оценка точности командных систем

Приступая к изучению контура командного управления, составим линеаризированную функциональную схему контура в предположении малости мешающих возмущений. Эта схема (рис. 4.6) получается развертыванием обобщенной схемы на рис. 1.18, *а* для одного из каналов (канала курса). Поясним назначение и характеристики основных элементов схемы на рис. 4.6.

Командная радиолиния обеспечивает передачу командного сообщения $u_{кс}$, выработанного управляющей ЭВМ, на вход звена автопилот—УО. В простейшем случае она может быть описана линейным радиозвеном с передаточной функцией $Ф_{рл}(p)$, а при достаточно широкой полосе пропускания — безынерционным звеном с коэффициентом передачи $k_{рл}$. Малые помехи, действующие на КРЛ и пересчитанные на ее выход, на рис. 4.6 изображены в виде эквивалентного воздействия $u_{э1}$, которое суммируется с командным сигналом $u_к$. Передаточная функция КРЛ при действии малых помех остается такой же, как при наличии только одного полезного сигнала. При сильной помехе передаточная функция КРЛ может изменяться.

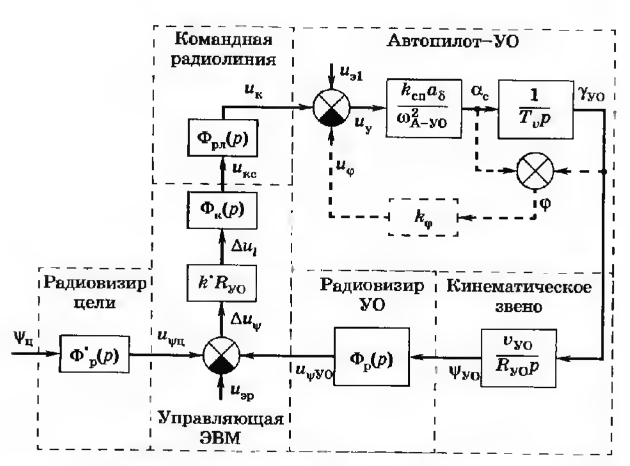


Рис. 4.6. Функциональная схема контура управления КРУ-1

Уход нуля КРЛ (например, из-за разбаланса демодулятора при передаче команд методом временных интервалов) на схеме на рис. 4.6 также отобразится в виде воздействия $u_{э1}$, которое в данном случае будет постоянным (но случайным) за время наведения. В эквивалентное воздействие $u_{э1}$ пересчитывают также случайные (постоянные и изменяющиеся) возмущения, влияющие на УО (постоянный возмущающий аэродинамический момент, ветровые нагрузки и т. д.).

Звено автопилот—УО (см. рис. 4.6) соответствует аналогичному звену на рис. 1.18. В этом звене жесткая обратная связь через позиционный гироскопический датчик (с коэффициентом передачи k_φ) показана штриховой линией, так как она не всегда применяется.

Кинематическое звено вводится в структурную схему контура для отображения связи между выходной величиной звена автопилот—УО $\gamma_{УО}$ и входной величиной звена радиовизир—УО $\psi_{УО}$.

Найдем, например, передаточную функцию кинематического звена при наведении УО методом совмещения. Рассмотрим боковое управление в наклонной плоскости, причем ограничимся случаем, когда движение УО и цели происходит только в этой плоскости. Будем полагать, что угол наклона данной плоскости к горизонтальной $Ox_зz_з$ достаточно мал, так что косинус этого угла можно полагать равным единице. В этих условиях кинематические соотношения в наклонной плоскости приближенно можно заменить кинематическими соотношениями в горизонтальной плоскости (рис. 4.7).

Для простоты исследуем наведение УО вдогон, когда векторы скоростей $\mathbf{v}_{УО}$ УО и $\mathbf{v}_ц$ цели почти параллельны, причем ось $Ox_з$ расположим так, чтобы в начале процесса наведения она совпадала с линией пересечения горизонтальной плоскости и вертикальной, проходящей через пункт управления и цель.

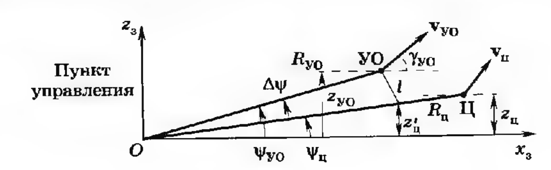


Рис. 4.7. Геометрические соотношения при трехточечном наведении методом совмещения

Это упрощает и делает более наглядными промежуточные выкладки. При сделанных предположениях имеем $\psi_{УО} \ll 1$, $\gamma_{УО} \ll 1$. Из рассмотрения рис. 4.7 получаем

$$\psi_{УО}(t) \approx \sin\psi_{УО}(t) - z_{УО}(t)/R_{УО}(t);$$

$$z_{УО}(t) = \int_0^t \upsilon_{УО} \sin\gamma_{УО}(t)dt \approx \upsilon_{УО}(t)\int_0^t \gamma_{УО}(t)dt;$$

$$\psi_{УО}(t) \approx \left[\upsilon_{УО}\int_0^t \gamma_{УО}(t)dt\right]/R_{УО}(t). \quad (4.5)$$

Таким образом, передаточная функция кинематического звена, связывающая $\psi_{УО}$ и $\gamma_{УО}$, содержит интегрирующее звено и безынерционное звено с переменным коэффициентом усиления $1/R_{УО}(t)$. Следовательно, кинематическое звено является нестационарным.

Радиовизир УО будем считать выполненным в виде радиолокатора, автоматически следящего за угловыми координатами УО. Один из возможных принципов действия системы автоматического сопровождения по направлению основан на использовании сканирующей антенны. При отклонении УО от равносигнального направления, формируемого антенной, на выходе радиолокационного приемника появляется сигнал ошибки. Этот сигнал приводит к развороту диаграммы направленности антенны в таком направлении, чтобы ее электрическая ось была направлена на цель. Угол поворота оси диаграммы направленности антенны преобразуется в приборный аналог азимута УО $u_{\psi УО}$, который может быть либо аналоговой, либо цифровой величиной.

Рассмотренный радиовизир УО, который является системой автоматического регулирования (см. разд. 1.4), приближенно можно представить в виде эквивалентного колебательного или инерционного звена с передаточной функцией $\Phi_р(p)$ (см. рис. 4.6). Так как полоса пропускания этого звена значительно шире полосы пропускания контура управления УО, то в первом приближении радиовизир УО может быть представлен безынерционным звеном с коэффициентом передачи $k_р$. Аналогичным образом радиовизир цели с передаточной функцией $\Phi'_р(p)$ (рис. 4.6) можно представить безынерционным звеном с коэффициентом передачи $k'_р$.

Радиовизиры УО и цели измеряют азимутальные углы не точно, а с некоторыми погрешностями. Наличие этих погрешностей учитывается в схеме на рис. 4.6 эквивалентным возму-

щающим сигналом $u_{эр}$, который суммируется с приборными аналогами азимутальных углов УО и цели.

Управляющая ЭВМ, задавая наведение методом совмещения, осуществляет вычитание аналогов азимутальных углов УО $u_{\psi УО}$ и цели $u_{\psi ц}$, образуя приборный аналог разности азимутов (сигнал углового рассогласования) Δu_{ψ}. Для компенсации нестационарности кинематического звена в управляющей ЭВМ обычно производят умножение Δu_{ψ} на величину $k'R_{УО}$, пропорциональную расстоянию пункт управления—УО ($R_{УО}$). В результате получают сигнал линейного рассогласования Δu_l, пропорциональный линейному отклонению l УО от линии пункт управления — цель (рис. 4.7). Для обеспечения нужного качества регулирования в контуре управления движением УО с помощью корректирующего звена с передаточной функцией $\Phi_к(p)$ управляющая ЭВМ выполняет различные линейные операции с сигналом рассогласования (введение интегралов и производных), а также формирует командное сообщение $u_{кс}$, поступающее на вход КРЛ.

Рассмотрение функциональной схемы на рис. 4.6 показывает, что без корректирующего звена в управляющей ЭВМ или позиционного гироскопа в автопилоте контур командного управления структурно неустойчив, так как в нем последовательно включены два интегрирующих звена с передаточными функциями $1/(T_\upsilon p)$ и $\upsilon_{УО}/(R_{УО}p)$.

При использовании обратной связи с помощью позиционного гироскопического датчика система автопилот—УО изображается инерционным звеном, а корректирующее звено в управляющей ЭВМ может отсутствовать. В первом приближении можно пренебречь инерционностью радиовизиров и КРЛ. Тогда функциональная схема контура приводится к виду, показанному на рис. 4.8.

На этом рисунке радиовизир УО, управляющая ЭВМ и КРЛ отображены общим звеном с коэффициентом передачи $k_l = k_р k' k_{рл}$. Такое звено отражает связь между командным сигналом u_k и линейным отклонением УО l (в рамках принятых допущений, согласно рис. 4.7, $l \approx z_{УО} - z'_ц$, где $z'_ц \approx \psi_ц R_{УО}$). Для

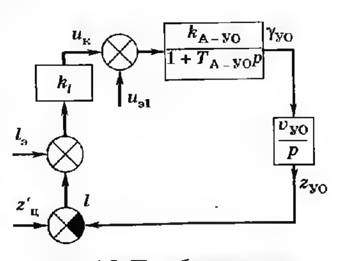


Рис. 4.8. Преобразованная функциональная схема контура управления КРУ-1

рассматриваемой схемы принято, что коэффициенты передачи радиовизиров УО и цели одинаковы ($k_р = k'_р$), а внешнее воздействие на контур из-за движения цели приближенно учитывается линейным смещением $z'_ц$. Эквивалентный возмущающий сигнал, возникающий за счет ошибок радиовизиров, представим величиной $l_э$, которая определяется соотношением

$$l_э = u_{эр} R_{УО} / k_р. \qquad (4.6)$$

Полагая $z'_ц$ входной величиной следящей системы, а $z_{УО}$ выходной, можно показать, что эквивалентная передаточная функция системы, изображенная на рис. 4.6, описывается колебательным звеном.

Рассмотрим общую методику расчета ошибок контура командного управления, возникающих из-за внешних воздействий. Ошибку будем характеризовать линейным отклонением l.

Из схемы на рис. 4.8 видно, что рассматриваемая система является астатической с первым порядком астатизма. Поэтому при постоянном смещении цели $z'_ц$ = const имеем $l = 0$. При линейном изменении смещения цели получим постоянную установившуюся ошибку $l_{уст}$ = const. Постоянная ошибка будет также вызываться постоянным возмущающим аэродинамическим моментом $M_В$ = const, уходом нуля КРЛ и другими причинами, действие которых отображено на рис. 4.8 эквивалентным возмущающим воздействием $u_{э1}$ = const. Наличие этих ошибок является недостатком рассмотренной системы управления. Для их ликвидации можно повысить порядок астатизма в контуре, например, путем использования корректирующего звена, которое дополнительно вычисляет интеграл сигнала рассогласования Δu_l. В этом случае передаточная функция корректирующего звена

$$\Phi_к(p) = 1 + [1/(pT_к)]. \qquad (4.7)$$

Структурную схему контура со вторым порядком астатизма можно получить из структурной схемы на рис. 4.8 заменой звена с коэффициентом передачи k_l звеном с передаточной функцией $k_l + k_l/(pT_к)$.

Постоянная составляющая эквивалентного возмущающего сигнала $l_э$, которая возникает, например, за счет систематических погрешностей радиовизиров, всегда вызывает ошибку в значении l, что характерно для всех систем радиоуправлеиия. Действительно, если радиовизир определил направление на цель с какой-то постоянной погрешностью, то зто равноценно определению направления на фиктивную цель.

Переменные внешние воздействия обычно задаются как квазидетерминированные или как случайные функции времени. Например, управляющее внешнее воздействие $z'_ц$ часто описывается квазидетерминированной функцией времени. В результате изменений значения $z'_ц$ возникает динамическая ошибка $l(t)$. Установившаяся динамическая ошибка $l_{уст}$ рассчитывается по известной методике (см. (1.29)) с помощью коэффициентов ошибок. Для схемы с астатизмом первого порядка (рис. 4.8) коэффициенты ошибок в (1.29)

$$b_0 = 0,\ b_1 = \frac{1}{k_{\Sigma 1}},\ b_2 = \frac{k_{\Sigma 1} T_{А\text{-}УО} - 1}{k_{\Sigma 1}^2}, \qquad (4.8)$$

где $k_{\Sigma 1} = k_l k_{А\text{-}УО} v_{УО}$ — общий коэффициент усиления системы с астатизмом первого порядка.

Для структурной схемы с астатизмом второго порядка имеем

$$b_0 = b_1 = 0,\ b_2 = 1/k_{\Sigma 2},\ b_3 = (T_{А\text{-}УО} - T_к)/k_{\Sigma 2}, \qquad (4.9)$$

где $k_{\Sigma 2} = k_l k_{А\text{-}УО}/T_к$ — общий коэффициент усиления системы с астатизмом второго порядка.

Из (4.8) и (4.9) видно, что увеличение общего коэффициента усиления системы приводит к снижеиию установившихся динамических ошибок. Однако при учете малых инерционностей, не принятых во внимание при составлении схемы на рис. 4.8, чрезмерное увеличение общего коэффициента усиления может привести к потере устойчивости.

Случайные внешние воздействия вызываются, например, флуктуационными погрешностями радиовизиров и приводят к возникновению флуктуационных ошибок наведения УО, методика расчета которых обсуждалась в гл. 1 (см. (1.30)). Для контура командного управления (см. рис. 4.8) с астатизмом первого порядка эквивалентная полоса

$$\Delta F_{э1} = k_{\Sigma 1}/4. \qquad (4.10)$$

Для контура командного управления с астатизмом второго порядка

$$\Delta F_{э2} = (1 + k_{\Sigma 2} T_к^2)/[4(T_к - T_{А\text{-}УО})]. \qquad (4.11)$$

Выражения (4.10) и (4.11) показывают, что увеличение коэффициентов усиления $k_{\Sigma 1}$ и $k_{\Sigma 2}$ контуров регулирования приводит к увеличению шумовой полосы и, следовательно, к росту флуктуационной погрешности. Однако при этом снижается установившаяся динамическая ошибка. Следовательно, общий коэффициент усиления контура необходимо выбирать с учетом компромисса между значениями динамических и флуктуационных погрешностей. Сравнивая выражения для

этих погрешностей в контурах командного управления с астатизмом первого и второго порядков, можно сделать вывод, что повышение порядка астатизма контура позволяет снизить установившуюся динамическую ошибку при той же флуктуационной или снизить ошибки обоих видов. С этой точки зрения кажется выгодным переходить к системам с более высоким порядком астатизма. Однако на практике редко применяют контуры управления с астатизмом выше второго порядка, поскольку при наведении УО на маневрирующую цель, особенно в конце процесса наведения, существенное значение имеют неустановившиеся динамические ошибки, вызванные переходным процессом в контуре из-за маневра цели. Значение этих ошибок не убывает с увеличением порядка астатизма контура и определяется в основном шумовой полосой $\Delta F_э$. Кроме того, как ранее отмечалось, увеличение порядка астатизма контура не снижает постоянной ошибки l, вызванной систематическими погрешностями радиовизиров. Таким образом, повышать порядок астатизма контура целесообразно до тех пор, пока установившаяся динамическая ошибка не станет значительно меньше других ошибок. Дальнейшее повышение порядка астатизма практически не увеличивает общую точность, но ведет к усложнению системы и затрудняет обеспечение устойчивости контура.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Из каких соображений выбирают число импульсов и допустимый интервал их смещения в кодовых группах в сигнале ВИМ (ИВС)—АМ?
2. Перечислите способы уплотнения каналов в КРЛ с ВИМ (ИВС)—АМ. Укажите их преимущества и недостатки.
3. К каким ошибкам наведения УО на цель приводит воздействие помех малого и большого уровня на КРЛ?
4. Какие бывают виды динамических ошибок наведения УО на цель, что и как влияет на их значение?
5. Приводят ли к ошибке наведения УО на цель разбаланс КРЛ, постоянный возмущающий аэродинамический момент, систематические погрешности радиовизиров при астатизме контура радиоуправления первого и второго порядков?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Максимов М. Б.* Помехоустойчивость многоканальных командных радиолиний управления. — М.: Сов. радио, 1970.

2. *Меркулов В. И.*, *Чернов В. С.*, *Саблин В. Н.* и др. Авиационные системы радиоуправления. Ч. 3 и 4./Под ред. *В. И. Меркулова.* — М.: Радио и связь, 1998.

Глава 5

Системы радиотеленаведения

5.1. Принципы построения систем радиотеленаведения

В системах радиотеленаведения управление движением ЛА осуществляется с пункта управления рис. 5.1. Радиолокатором *РЛС* на ПУ измеряются координаты цели и в соответствии с выбранным методом наведения в вычислительном устройстве *ВУ* определяется направление на точку прицеливания (ТПР), т. е. необходимое направление движения ЛА. При наведении по методу совмещения ТПР — это положение цели в момент измерения ее координат, а при наведении с упреждением ТПР — точка, в которой цель окажется позднее этого момента. На ПУ имеется устройство формирования электромагнитного поля *УФП* такой пространственной структуры, у которого информационные параметры (амплитуда, фаза, время распространения сигнала, его частота) функционально связаны с координатами точек пространства. По этому признаку различают амплитудные, фазовые, временные и частотные системы РТН. Часто структура поля такова, что его информационные параметры неизменны на некоторой лиинии или поверхности. Поле, у которого информационные параметры неизменны на прямой, проходящей через ПУ и ТПР, называют ***радиолучом.*** В амплитудной системе вдоль этой прямой, являющейся осью симметрии радиолуча, неизменна амплитуда

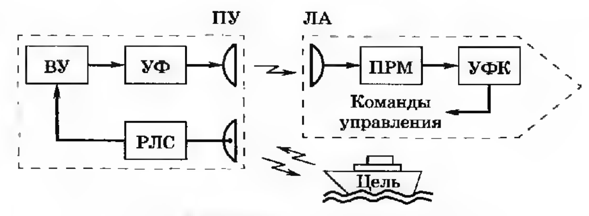


Рис. 5.1. Система радиотеленаведения

поля, а индекс амплитудной модуляции $m_{АМ}$ равен нулю. Это направление называют ***равносигнальным.*** Поле, параметры которого неизменны в некоторой плоскости, проходящей через ПУ и ТПР, называют ***радиозоной.***

При отклонении ЛА от оси симметрии радиолуча (или от плоскости симметрии радиозоны) изменяются информационные параметры поля, сигнал на входе бортового приемника *ПРМ* ЛА становится модулированным, причем параметры модуляции сигнала пропорциональны отклонению ЛА от оси симметрии радиолуча или от плоскости симметрии радиозоны. В устройстве формирования команд *УФК* на борту ЛА информационные параметры сигналов преобразуются в команды управления.

При РТН одним лучом можно управлять несколькими ЛА, наводимыми на одну цель (управление залпом ЛА). Помехозащищенность радиолинии РТН при использовании известных методов ее обеспечения не хуже, чем при КРУ. Основной недостаток РТН — это необходимость нахождения ПУ в окрестности цели в течение всего времени наведения ЛА. При этом атака цели может быть сорвана не только повреждением атакующего ЛА, но и нарушением работы ПУ. Следующий недостаток РТН — влияние движения ПУ на качество наведения ЛА. При движении ПУ изменяется угловое положение радиолуча (радиозоны), что увеличивает динамические погрешности наведения ЛА и ограничивает возможности маневрирования ПУ во время наведения.

5.2. Система наведения по радиолучу

Формирование радиолуча на основе равносигнального метода пояснено рис. 5.2. В вычислительном устройстве на основе обработки измерений координат цели с учетом метода наведения формируется (рис. 5.3) требуемое направление радиолуча ($\theta_Л$, $\psi_Л$). Устройство формирования поля — в данном случае устройство формирования радиолуча УФЛ имеет передатчик

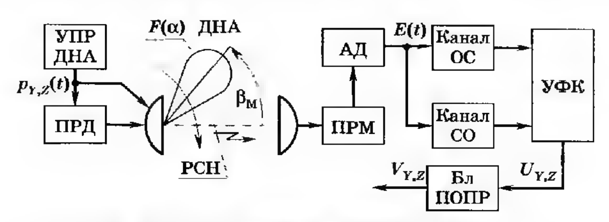


Рис. 5.2. Схема радиолинии наведения по радиолучу

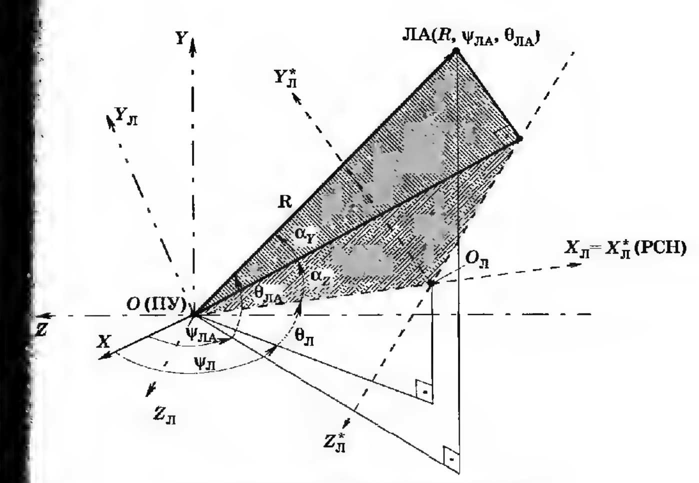


Рис. 5.3. Системы координат при РТН

ПРД, антенну со сканирующей (перемещающейся в пространстве) диаграммой направленности ДНА и устройство управления положением диаграммы направленности антенны *УПР ДНА*.

Угловое положение равносигнального направления (РСН) рис. 5.3 задается углами $\theta_Л$, $\psi_Л$ и совпадает с осью $OX_Л$ лучевой системы координат $OX_ЛY_ЛZ_Л$, а угловое положение направления максимума ДНА меняется в соответствии с законом сканирования. Плоскость $O_ЛY_Л^*Z_Л^*$ на рис. 5.3 и 5.4 (кар-

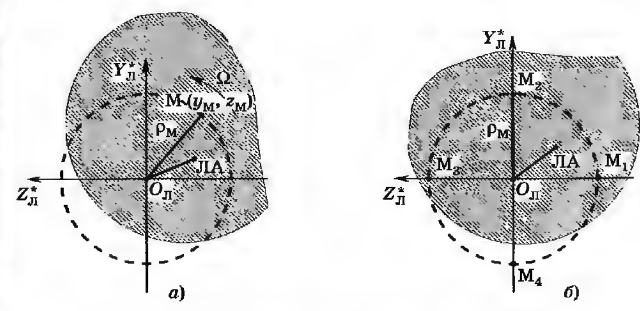


Рис. 5.4. Картинная плоскость $O_ЛY_Л^*Z_Л^*$

тинная плоскость) перпендикулярна $OX_Л$ и проведена через ЛА. Точки $O_Л$ и $M(y_М, z_М)$ на рис. 5.4 есть точки пересечения равносигнального направления и направления максимума ДНА с картинной плоскостью.

Будем задавать положение максимума ДНА в картинной плоскости его декартовыми координатами ($y_М$, $z_М$)

$$y_М(t) = \rho_М p_Y(t);\ \ z_М(t) = \rho_М p_Z(t), \qquad (5.1)$$

где $\rho_М = O_Л M$ — отклонение проекции максимума ДНА от проекции РСН в картинной плоскости; $p_{Y,\,Z}(t)$ — нормированные $|p_{Y,\,Z}(t)| \leqslant 1$, периодические $p_{Y,\,Z}(t) = p_{Y,\,Z}(t - T)$ и взаимно ортогональные функции времени, определяющие закон сканирования ДНА. Они по существу задают угловое положение ДНА в пространстве как функцию времени. Эти сигналы $p_{Y,\,Z}(t)$, которые называют опорными, передаются по специальному каналу на борт ЛА, где они используются при обработке.

После прохождения сигнала через линейную часть бортового приемника *ЛПРМ* и амлитудный детектор *АД* (рис. 5.2) получается огибающая $E(t)$ сигнала, параметры которой несут информацию об отклонении ЛА от РСН. С выходов соответствующих каналов сигнал ошибки (СО) и опорные сигналы (ОС) поступают в устройство формирования команд (*УФК*), которое вырабатывает команды управления $U_{Y,\,Z}$. В эти команды в блоке поправок *Бл ПОПР* вводятся поправки на вероятные погрешности работы канала стабилизации крена ЛА и на изменение параметров управляемости ЛА из-за изменения высоты и скорости его полета. Здесь также вводится переменный коэффициент усиления, пропорциональный расстоянию ПУ—ЛА (R). Полученные командные сигналы $V_{Y,\,Z}$ поступают на автопилот.

При механическом сканировании ДНА, т. е. равномерном вращении ДНА с угловой скоростью Ω (рис. 5.4, *а*), траекторией точки $M(y_М, z_М)$ в плоскости $OY^*_ЛZ^*_Л$ будет окружность радиусом $\rho_М$. Заштрихованный круг на рис. 5.4, *а* — это сечение ДНА картинной плоскостью $O^*_ЛY^*_ЛZ^*_Л$ в момент времени t. Для такого закона сканирования и обозначений рис. 5.4, *а* имеем $p_Y(t) = \sin \Omega t$, а $p_Z(t) = -\cos \Omega t$, а координаты $y_М$, $z_М$ максимума ДНА определяются уравнениями

$$y_М(t) = \rho_М \sin \Omega t;\ \ z_М(t) = -\rho_М \cos \Omega t. \qquad (5.2)$$

В УФЛ на основе фазированных антенных решеток (ФАР) применяют дискретное во времени сканирование ДНА. На рис. 5.4, *б* показаны одно из сечений ДНА и последовательные положения проекций ее максимумов M_1, M_2, M_3, M_4 на картинную плоскость при таком сканировании. При этом $y_М(t)$ и $z_М(t)$ определяются (5.1). Вид функции $p_Y(t)$ показан на рис. 5.5, *а*, $p_Z(t)$ — на рис. 5.5, *б*. На рисунках отмечены также временные интервалы T_1 — T_4, соответствующие положениям максимумов M_1 — M_4.

При отклонении ЛА от РСН сигнал на входе бортового приемника приобретает амплитудную модуляцию, параметры которой зависят от взаимного положения ЛА и РСН, а также от характеристик ДНА УФЛ. Найдем связь параметров АМ-сигнала на входе бортового приемника с угловыми координатами ЛА, положением радиолуча и характеристиками ДНА УФЛ.

Для пояснения принципа построения системы РТН (рис. 5.6) положим, что УФЛ излучает сигнал с постоянной амплитудой A_0, угол между направлением на ЛА и направлением максимума ДНА равен $\alpha_{ЛА}(t) \approx h(t)/R$, а главный лепесток ДНА антенны УФЛ аппроксимируется параболой $F(\alpha) \approx 1 - (\alpha/\alpha_0)^2$, где α_0 — полуширина ДНА по первым нулям. Тогда для $\alpha(t) = \alpha_{ЛА}(t)$ получим формулу огибающей сигнала на входе приемника:

$$E(t) = A_0\{1 - [h(t)/(\alpha_0 R)]^2\}. \qquad (5.3)$$

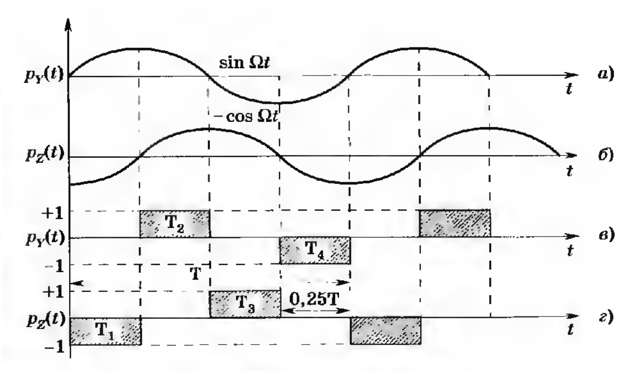


Рис. 5.5. Опорные сигналы

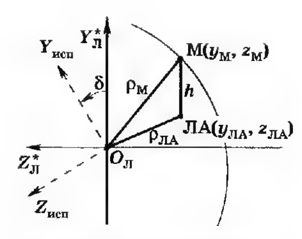


Рис. 5.6. Геометрические соотношения при радиотеленаведении

На рис. 5.6 точки $O_Л$ и $M(y_M, z_M)$ — это проекции РСН и направления максимума ДНА на картинную плоскость $O_Л Y^*_Л Z^*_Л$, а в точке с координатами $(y_{ЛА}, z_{ЛА})$ находится ЛА. В линейном приближении величина $\beta_{ЛА} \approx \rho_{ЛА}/R$ — это угловое отклонение направления на ЛА от РСН, а величина $\beta_M \approx \rho_M/R$ — угловое отклонение направления максимума ДНА от РСН. Используя равенство $h = \rho_M - \rho_{ЛА}$, формулы (5.1), (5.3) и рис. 5.6 после тождественных преобразований получим

$$E(t) = A_0 k_0 \{1 + m_{AY} p_Y(t) + m_{AZ} p_Z(t)]\}, \quad (5.4)$$

$$m_{AY} = k_A \alpha_Y,\ m_{AZ} = k_A \alpha_Z,\ \alpha_{Y,Z} \approx (y_{ЛА}, z_{ЛА})/R, \quad (5.5)$$

$$k_A = (2/k_0)(\beta_M/\alpha_0)(1/\alpha_0),\ k_0 = 1 - (\beta_M/\alpha_0)^2 - (\beta_{ЛА}/\alpha_0)^2. \quad (5.6)$$

В частности, если $p_Y(t) = \sin \Omega t$ и $p_Z(t) = -\cos \Omega t$, то

$$E(t) = A_0\{1 + m_A \sin[\Omega t - \operatorname{arctg}(\alpha_Z/\alpha_Y)]\}, \quad (5.7)$$

где $m_A = [(m_{AY})^2 + (m_{AZ})^2]^{0,5} = (2/k_0)(\beta_M/\alpha_0)(\beta_{ЛА}/\alpha_0)$ — индекс амплитудной модуляции сигнала.

Формулы (5.5) показывают, что локальные индексы амплитудной модуляции m_{AY} и m_{AZ} прямо пропорциональны угловым отклонениям ЛА (α_Y, α_Z) от РСН (см. рис. 5.3). Коэффициент k_A характеризует угловую чувствительность системы РТН к перемещениям ЛА относительно РСН. Как следует из (5.6), значение k_A определяется шириной ДНА α_0 и углом β_M отклонения направления максимума ДНА от РСН. В общем случае k_A зависит также и от формы ДНА.

Найдем связь между информационными параметрами огибающей $E(t)$ и командами управления $U_{Y,Z}$. Используем рис. 5.7, на котором дана структурная схема формирования команд $U_{Y,Z}$. После *АД* сигнал ошибки $E(t)$ поступает на фильтр сигнала ошибки *Ф*. В общем случае АЧХ этого фильтра должна быть согласована со спектром информационных компонент сигнала $E(t)$. В частном случае, когда $p_{Y,Z}(t)$ — гармонические колебания, фильтр *Ф* — полосовой, настроенный на частоту сканирования $F = \Omega/(2\pi)$. Назначение этого фильтра — уменьшение влияния на систему РТН относительно широкополосных по-

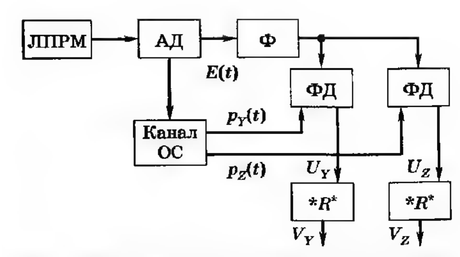


Рис. 5.7. Структурная схема приемной части радиолинии теленаведения

мех. Далее выходной сигнал фильтра *Ф* и выделенные опорные сигналы поступают на фазовые детекторы *ФД*.

Используем модель фазового детектора в виде последовательного соединения перемножителя входного и опорного сигналов и *ФНЧ*. Следуя рис. 5.5—5.7 и полагая параметры каналов одинаковыми, получим формулы для команд управления

$$U_Y = k_{ФД}[k_{ПРМ} E(t) p_Y(t)]_{нч} = k_Y \alpha_Y$$

$$U_Z = k_{ФД}[k_{ПРМ} E(t) p_Z(t)]_{нч} = k_Z \alpha_Z, \quad (5.8)$$

$$k_Y = k_Z = k_0 k_A k_{ПРМ} k_{ФД} k_{CO}\, Q\, A_0,\ Q = [p_Y(t)]^2_{нч} = [p_Z(t)]^2_{нч}.$$

Здесь величины $k_{Y,Z}$ являются коэффициентами передачи каналов управления при условии, что на входе каждого канала управления действуют угловые отклонения ЛА $\alpha_{Y,Z} \approx (y_{ЛА}, z_{ЛА})/R$ (см. рис. 5.3). Для функций $p_{Y,Z}(t)$ вида рис. 5.5, *в* и *г* значение $Q = 1$, а для $p_{Y,Z}(t)$ вида рис. 5.5, *а* и *б* $Q = 0{,}5$. Через $k_{ПРМ}$ обозначен коэффициент усиления линейной части *ПРМ* с учетом действия инерционной АРУ, k_{CO} — коэффициент передачи фильтра сигнала ошибки, $k_{ФД}$ — коэфициент передачи *ФД*. Символами $[k_{ПРМ} E(t) p_{Y,Z}(t)]_{нч}$ и $[p^2_{Y,Z}(t)]_{нч}$ обозначены средние значения произведений функций в квадратных скобках.

Если в системе РТН сигналы ошибки пропорциональны угловым отклонениям ЛА $\alpha_{Y,Z}$, то линейные погрешности наведения будут увеличиваться с ростом дальности до ЛА, что в большинстве задач недопустимо. Чтобы избежать этого, в контур управления вводится переменный коэффициент усиления, пропорциональный оценке расстояния R^* от ЛА до ПУ. Значение R^* обычно вычисляется на борту ЛА на основе априорных данных о параметрах траектории ЛА и поэтому R^* лишь приблизительно равно R. Команды управления в этом

случае с учетом (5.5), (5.8) пропорциональны не угловым α_Z, α_Y, а линейным $y_{ЛА}$, $z_{ЛА}$ отклонениям ЛА от РСН (рис. 5.6):

$$V_Y = k_Y(R^*/R)y_{ЛА}, \ V_Z = k_Z(R^*/R)z_{ЛА}. \quad (5.9)$$

Найдем теперь связь между величинами $y_{ЛА}$, $z_{ЛА}$, определяющими значения команд управления, и углами ($\theta_Л$, $\psi_Л$), задающими направление радиолуча. Величины $y_{ЛА}$, $z_{ЛА}$, как видно на рис. 5.3 и 5.6, есть одновременно декартовы координаты ЛА и в картинной плоскости $O_Л Y_Л^* Z_Л^*$, и в лучевой системе координат $OX_Л Y_Л Z_Л$, т. е. $y_{ЛА} = y_Л$, $z_{ЛА} = z_Л$. Лучевая система координат $OX_Л Y_Л Z_Л$ повернута относительно системы $OXYZ$ рис. 5.3 на углы $\theta_Л$, $\psi_Л$. Координаты ЛА в лучевой $OX_Л Y_Л Z_Л$ системе координат и исходной системе $OXYZ$ связаны через матрицу поворота $\|M(\theta_Л, \psi_Л)\|$:

$$\|x_Л y_Л z_Л\|^т = \|M(\theta_Л, \psi_Л)\| \, \|x, y, z\|^т. \quad (5.10)$$

Координаты ЛА в системе $OXYZ$ (см. рис. 5.3)

$$x = R\cos\psi_{ЛА}\cos\theta_{ЛА}; \ y = R\sin\theta_{ЛА};$$

$$z = -R\sin\psi_{ЛА}\cos\theta_{ЛА}. \quad (5.11)$$

Выполняя преобразование (5.10) с учетом (5.11), найдем

$$y_Л = R\,[-\sin\theta_Л\cos\theta_{ЛА}\cos\psi + \cos\theta_Л\sin\theta_{ЛА}], \quad (5.12)$$

$$z_Л = -R\sin\psi\cos(\theta_Л + \theta), \quad (5.13)$$

$$\theta = \theta_{ЛА} - \theta_Л; \ \psi = \psi_{ЛА} - \psi_Л. \quad (5.14)$$

Величины $\psi_{ЛА}$, $\theta_{ЛА}$ задают направление на ЛА, углы $\psi_Л$, $\theta_Л$ определяют равносигнальное направление, а углы ψ, θ характеризуют различие этих направлений. В номинальном (штатном) режиме работы обычно выполняется условие $(\psi, \theta) \ll \pi$. Тогда уравнения (5.12) и (5.13) можно линеаризовать

$$y_Л \approx (R\theta) + (R\psi)k_1, \ k_1 \approx 0{,}25\,\psi\sin 2\theta_Л, \quad (5.12а)$$

$$z_Л \approx -(R\psi)\cos\theta_Л + (R\theta)k_2, \ k_2 \approx \psi\sin\theta_Л. \quad (5.13а)$$

Измерение угловых координат цели и формирование управляющих воздействий на ПУ, т. е. определение направления ($\psi_Л$, $\theta_Л$) радиолуча производится в системе координат $OXYZ$ пункта управления, а информационные параметры радиолуча, пропорциональные $y_Л$, $z_Л$, воспринимаются на борту ЛА в лучевой системе отсчета. Как видно из формул (5.12), (5.13), (5.12а) и (5.13а), даже в линейном приближении входные воздействия $y_Л$, $z_Л$ радиозвена зависят и от ψ, и от θ, что

можно трактовать как наличие перекрестных связей в каналах управления. Это обстоятельство необходимо учитывать при анализе наведения на произвольно движущуюся цель и при анализе нештатных режимов в системе РТН. Однако отметим, что вторые слагаемые в формулах (5.12а) и (5.13а), отражающие перекрестные связи в контуре управления, пропорциональны значениям ψ^2 и $\psi\theta$, которые относительно малы по сравнению с первыми слагаемыми в штатных режимах работы системы РТН. Это обстоятельство позволяет на начальных этапах проектирования системы РТН пренебрегать перекрестными связями и использовать расчетные модели контура управления с независимыми каналами управления.

При анализе работы системы РТН необходимо учитывать и то обстоятельство, что команды управления V_Y, V_Z формируются относительно осей лучевой системы координат, а управление ЛА осуществляется в исполнительной системе координат, ориентация которой определяется расположением управляющих органов (например, расположением аэродинамических рулей), а также качеством стабилизации положения ЛА по крену. Если исполнительная система координат $O_Л Y_{исп} Z_{исп}$ рис. 5.6 развернулась на угол δ относительно лучевой системы $O_Л Y_{ЛА}^* Z_{ЛА}^*$, то команды в исполнительной системе будут зависеть уже не от одного, а от двух исходных командных сигналов $y_Л$, $z_Л$:

$$y_Л^* = y_Л\cos\delta + z_Л\sin\delta, \ z_Л^* = -y_Л\sin\delta + z_Л\cos\delta. \quad (5.15)$$

Такие зависимости эквивалентны появлению перекрестных связей между каналами управления. Если угол крена δ измеряется на борту, то в блоке поправок информация о фактическом значении крена может быть учтена при формировании команд.

Заметим, что рассогласование измерительной и исполнительной систем координат может возникнуть и из-за различия задержек сигналов в канале сигнала ошибки и в канале опорного сигнала. Для гармонических опорных $p_{Y,Z}(t)$ рис. 5.5, *а* и *б* разность фазовых сдвигов на угол δ равносильна развороту систем координат на такой же угол.

5.3. Радиолиния управления в радиолуче

Радиолиния управления (см. рис. 5.2) имеет канал сигнала ошибки и канал передачи опорного сигнала. В канале сигнала ошибки используется модуляция АИМ—АМ. Опорные сигналы в данном примере — это гармонические колебания частоты сканирования Ω. На борт ЛА по каналу опорных сигна-

8 - 220 Вейцель

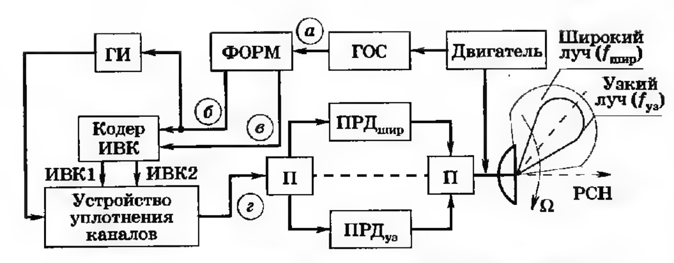


Рис. 5.8. Структурная схема формирования радиолуча

лов передаются импульсно-временные коды (ИВК), временное положение которых соответствует положению «нулей» опорного гармонического колебания.

Структурная схема устройства формирования луча дана на рис. 5.8, а поясняющие ее работу временные диаграммы — на рис. 5.9.

При механическом сканировании ДНА несимметрично расположенный относительно оси вращения облучатель передающей антенны УФЛ вращается с частотой Ω. Направление оси вращения облучателя задает РСН. На одной оси с облучателем жестко закреплен генератор опорного синусоидального сигнала *ГОС*. Очевидно, что в этом случае частота и фаза опорного сигнала жестко привязаны к параметрам сканирования в пространстве диаграммы направленности антенны устройства формирования луча. Сигнал *ГОС* (рис. 5.9, *а*) синхронизирует работу всех устройств УФЛ. Для этого в формирователе *ФОРМ* сигнал *ГОС* преобразуется в последовательность импульсов («нулей»), временное положение которых соответствует моментам перехода опорного сигнала через нулевой уровень с положительной (рис. 5.9, *б*) и отрицательной (рис. 5.9, *в*)

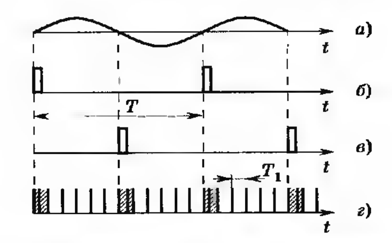


Рис. 5.9. Временные диаграммы сигналов в устройстве формирования луча

производной. Сигнал ГОС определяет период повторения T_1 импульсов генератора *ГИ*. Сигналы положительных и отрицательных «нулей» в кодере ИВК преобразуются в импульсно-временные коды ИВК1 и ИВК2, которые суммируются с периодической последовательностью импульсов с выхода *ГИ* (см. гл. 4). Этот сигнал (рис. 5.9, *г*) через переключатель *П* поочередно (с разделением по времени) поступает на амплитудные модуляторы передатчиков узкого *ПРД*$_{уз}$ и широкого *ПРД*$_{шир}$ лучей. С выхода передатчика переключаемые сигналы излучаются антенной. Передатчики *ПРД*$_{уз}$ и *ПРД*$_{шир}$ имеют разные рабочие частоты ($f_{уз} > f_{шир}$), а антенна УФЛ — одно зеркало, но два эксцентрично размещенных и синхронно вращающихся облучателя разных рабочих частот $f_{уз}$ и $f_{шир}$, что обеспечивает получение двух радиолучей разной ширины. Применение двух лучей разной ширины облегчает управление на стартовом участке траектории ЛА: при наличии начальных ошибок прицеливания надежный ввод ЛА в радиолуч обеспечивает широкая ДНА, а после захвата дальнейшее управление ведется по лучу с узкой ДНА, что обеспечивает высокую точность наведения.

Структурная схема бортовой части радиолинии РТН дана на рис. 5.10, а поясняющие ее работу временные диаграммы — на рис. 5.11.

Радиоприемник может обрабатывать сигналы частот узкого $f_{уз}$ и широкого $f_{шир}$ радиолучей. Для этого в приемнике имеются *УВЧ*$_{уз}$ узкого и *УВЧ*$_{шир}$ широкого лучей, подключаемые на вход ПРМ переключателем *П* поочередно, с разделением во времени. Одновременно с переключением *УВЧ* переключается частота опорного сигнала смесителя *СМ* — с $f_{уз\ оп}$ на $f_{шир\ оп}$, причем разность частот равна промежуточной частоте ($f_{уз} - f_{уз\ оп}$) ≈

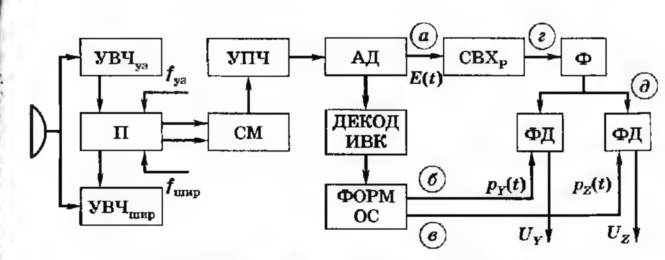


Рис. 5.10. Структурная схема приемной части радиолинии наведения в луче

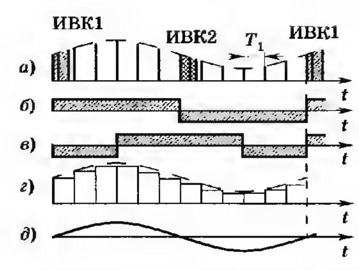


Рис. 5.11. Временные диаграммы сигналов в приемной части радиолинии наведения в луче

$\approx (f_{\text{шир}} - f_{\text{шир оп}}) \approx f_{\text{ПР}}$. На стартовом участке траектории работает тракт широкого луча, а затем — тракт узкого луча. Усилитель промежуточной частоты *УПЧ* и амплитудный детектор *АД* являются общими для обоих трактов. На выходе *АД* (т.*а*) получается сигнал $E(t)$ рис. 5.11, *а*, огибающая этого АИМ-сигнала — это сигнал ошибки, а импульсно-временные коды ИВК1, 2 поступают на декодер импульсно-временных кодов *ДЕКОД ИВК*. Декодер управляет формирователем опорных сигналов *ФОРМ ОС* рис. 5.10. Заметим, что хотя исходное опорное колебание — синусоида частоты Ω, опорные колебания фазовых детекторов в приемнике — импульсные последовательности $p_{Y,\,Z}(t)$ рис. 5.11, *б* и *в* с периодом $T = \Omega/(2\pi)$, причем $p_Z(t) = p_Y(t - T/4)$. Такая замена не влияет на качество работы системы, но упрощает ее реализацию. Опорный сигнал используется также для формирования строб-импульсов, которые в штатном режиме открывают приемник лишь на время существования импульсов полезного сигнала.

В спектре сигнала АИМ-1 рис. 5.11, *а* есть полезная составляющая частоты Ω, амплитуда которой обратно пропорциональна скважности сигнала. Для выделения составляющей частоты Ω используется полосовой фильтр *Ф*, настроенный на частоту Ω. Однако при большой скважности Q_1 импульсного сигнала амплитуда выделенного колебания будет малой. Для ее увеличения применяют преобразование сигнала АИМ-1 в сигнал АИМ-2, которое сводится к увеличению длительности импульсов входного сигнала до величины T_1 с помощью схемы выборки и хранения *СВХр* или аналогичных ей по назначению схем. Длительность импульса и амплитуда полезного сигнала при этой процедуре возрастают примерно в скважность Q_1 раз.

Опорные сигналы и сигнал ошибки поступают на фазовые детекторы рис. 5.10, которые формируют командные сигналы $U_{Y,\,Z}$ согласно формуле (5.8). Выходные фильтры фазовых детекторов должны быть достаточно узкополосными для уменьшения уровня флуктуационных помех и соответственно снижения опасности. Коэффициенты передачи приемного устройства $k_{Y,\,Z}$ для идентичных каналов управления определяются формулами (5.8).

5.4. Структурная схема контура радиотеленаведения

Структурную схему контура РТН будем строить для анализа штатного режима работы системы. В этом случае можно полагать малыми погрешности отработки системой РТН внешних воздействий, при этом справедлива линейная модель системы и можно пренебречь перекрестными связями каналов управления. Если характеристики каналов идентичны, то достаточно проанализировать один из каналов управления, например канал управления ЛА по тангажу.

Структурная схема канала содержит (см. гл. 1) радиозвено, кинематическое звено и звено автопилот—УО. Структура звеньев, сложность и точность результатов анализа контура зависит от выбора переменных, которыми звенья характеризуются.

Движение ЛА, цели и ПУ будем описывать в связанной с ПУ системе координат *OXYZ* (см. рис. 5.3), начало которой совпадает с ПУ. Если ПУ подвижный и имеет вектор скорости $\mathbf{V}_{\text{ПУ}}$, то для упрощения анализа надо пересчитать векторы абсолютных скоростей движения ЛА $\mathbf{V}_{\text{ЛА}}$ и цели $\mathbf{V}_{\text{ц}}$ в скорости относительные $\mathbf{V}^*_{\text{ЛА}} = (\mathbf{V}_{\text{ЛА}} - \mathbf{V}_{\text{ПУ}})$ и $\mathbf{V}^*_{\text{ц}} = (\mathbf{V}_{\text{ц}} - \mathbf{V}_{\text{ПУ}})$.

Направление радиолуча $(\theta_{\text{Л}}, \psi_{\text{Л}})$ задает направление на точку прицеливания, т. е. определяет требуемое направление движения ЛА. Команды управления на борту ЛА формируются пропорционально его отклонению от равносигнального направления в лучевой системе координат. Связь этих величин (в общем случае нелинейная) при малых рассогласованиях определяется уравнениями (5.9), которые задают вид передаточной функции радиозвена системы РТН.

Звено автопилот—УО дает связь между командами управления V_Y и V_Z и переменными, определяющими поперечное движение ЛА — вдоль осей $O_{\text{Л}}Y_{\text{Л}}$ и $O_{\text{Л}}Z_{\text{Л}}$ лучевой системы координат. Здесь в качестве таких переменных выбраны углы наклона траектории γ_Y, γ_Z, являющиеся сферическими коор-

динатами вектора скорости ЛА $\mathbf{V}_{ЛА} = (V_{ЛА}, \gamma_Y, \gamma_Z)$. Передаточные функции звена автопилот—УО анализируются в гл. 1.

Кинематическое звено связывает (см. гл. 1) выходные переменные звена автопилот—УО (в данном случае γ_Y, γ_Z) и входные переменные радиозвена $\theta_{ЛА}$, $\psi_{ЛА}$. Из векторного уравнения $\frac{d\mathbf{R}_{УО}}{dt} = \mathbf{V}_{ЛА}$ получим три скалярных уравнения для проекций векторов на оси $OXYZ$:

$$\frac{d(R_{УО}\cos\theta_{ЛА}\cos\psi_{ЛА})}{dt} = V_{ЛА}\cos\gamma_Y\cos\gamma_Z = \frac{dx_{УО}}{dt};$$
$$\frac{d(R_{УО}\sin\theta_{ЛА})}{dt} = V_{ЛА}\sin\gamma_Y = \frac{dy_{УО}}{dt}; \quad (5.16)$$
$$\frac{d(R_{УО}\cos\theta_{ЛА}\sin\psi_{ЛА})}{dt} = -V_{ЛА}\sin\gamma_Y\cos\gamma_Z = \frac{dz_{УО}}{dt}.$$

После преобразований (5.16) получим дифференциальные уравнения, связывающие ($\theta_{ЛА}$, $\psi_{ЛА}$) и (γ_Y, γ_Z). Эти уравнения определяют структуру кинематического звена в общем случае:

$$\frac{d(\theta_{ЛА})}{dt} = \frac{V_{ЛА}}{R_{УО}}[\sin\theta_{ЛА}\cos\gamma_Y\cos\psi_{ЛА} - \gamma_Z - \cos\theta_{ЛА}\sin\gamma_Y], \quad (5.17)$$
$$\frac{d(\psi_{ЛА})}{dt} = -\frac{V_{ЛА}}{R_{УО}}[\cos\gamma_Y\sin(\psi_{ЛА} - \gamma_Z)]/\cos\theta_{ЛА}. \quad (5.18)$$

Из уравнений (5.17) и (5.18) видно, что для произвольных траекторий полета цели и ЛА зависимости ($\theta_{ЛА}$, $\psi_{ЛА}$) от (γ_Y, γ_Z) существенно нелинейные и между каналами управления существуют перекрестные связи. При произвольном пространственном движении цели для описания кинематического звена надо использовать уравнения (5.17) и (5.18). Только в частном случае, когда траектория ЛА такова, что направление полета ЛА близко к направлению линии визирования цели, т. е. выполняется $|\theta_{ЛА} - \gamma_Y| \ll \pi$ и $|\psi_{ЛА} - \gamma_Z| \ll \pi$ уравнения (5.17) и (5.18) можно линеаризовать. Тогда в операторной форме уравнения кинематического звена имеют вид

$$\theta_{ЛА} \approx \frac{(V_{ЛА}\gamma_Y)}{pR_{УО}}, \psi_{ЛА} \approx \frac{(V_{ЛА}\gamma_Z)}{pR_{УО}}. \quad (5.19)$$

Структурная схема одного канала контура РТН дана на рис. 5.12. Помимо оговоренных выше элементов структурной схемы на рис. 5.12 обозначены эквивалентные помехи ПХ1, ПХ2, которые отображают физические помехи, действующие в контуре управления. Будем полагать, что ПХ1 отображает

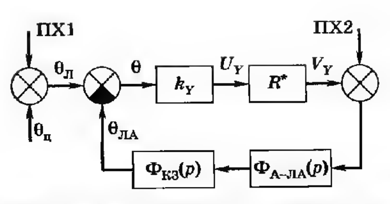


Рис. 5.12. Структурная схема контура радиотеленаведения

погрешности работы РЛС, определяющей координату цели $\theta_ц$, а помехи ПХ2 соответствуют физическим помехам в радиолинии теленаведения. Для определения параметров этой эквивалентной помехи надо провести анализ прохождения смеси сигнала и каждой физической помехи через приемную часть радиолинии и найти спектральные характеристики сигнала и помехи на выходе радиолинии.

Погрешности работы системы РТН связаны прежде всего с неточным наведением радиолуча на точку прицеливания. Причиной этого могут быть погрешности работы РЛС, погрешности вычислений направления на ТПР (направления радиолуча) и погрешности работы УФЛ. Наибольший вес имеют погрешности работы РЛС и проявляются в основном в виде случайных флуктуаций оценок координат цели.

Причиной флуктуации оценок являются помехи естественного и искусственного происхождения. Спектр этих флуктуаций лежит в области нижних частот и по форме практически повторяет сквозную частотную характеристику РЛС. В структурной схеме контура управления рис. 5.12 эти флуктуации учитываются приложением случайных возмущений ПХ1 со спектром $G_ц(\omega)$. Контур управления сглаживает сравнительно быстрые колебания радиолуча тем сильнее, чем уже его эффективная полоса. Уменьшению эффективной полосы контура препятствует возрастание динамической ошибки, возникающей при наведении на подвижную цель.

Погрешности управления возникают также из-за действия помех на радиозвено контура управления. Для радиолинии РТН следует учитывать следующие виды помех:

- случайные флуктуации амплитуды принимаемых бортовым приемником импульсов, возникающие при прохождении радиоволн через факел реактивного двигателя. Спектр их лежит в области частот сканирования радиолуча, поэтому эта помеха частично проходит на выход приемника и вызывает флуктуации командного сигнала;

- собственные шумы бортового приемника;
- организованные помехи.

Результат воздействия помех уменьшается с увеличением угловой чувствительности k_A, которая определяется формулой (5.6). Из формулы (5.6) следует, что увеличивать угловую чувствительность k_A можно, увеличивая отклонение максимума диаграммы β_M от РСН или уменьшая ширину α_0 главного лепестка ДНА. Увеличение значения β_M приводит к уменьшению мощности излучения в равносигнальном направлении, а следовательно, к ухудшению отношения сигнал-шум на входе приемника. Возможности сужения диаграммы также ограничены, поскольку чем уже ДНА, тем труднее ввести ЛА в радиолуч после старта и тем больше вероятность потери управления в процессе наведения. Применение двух лучей (широкого и узкого) снижает ограничения на выбор ширины основной (узкой) диаграммы.

На качество работы контура управления влияют характеристики бортовой приемной антенны. Бортовая антенна, обычно направленная, устанавливается в хвостовой части ЛА с максимумом приема назад вдоль оси ЛА. Повышение направленности бортовой антенны увеличивает мощность принимаемого сигнала и одновременно затрудняет организацию эффективных радиопомех. В то же время при движении ЛА из-за кривизны траектории наведения и из-за погрешностей работы контура управления движением ЛА относительно центра масс (внутреннего контура управления) продольная ось ракеты и направление максимума ДНА могут не совпадать с направлением на ПУ. При высокой направленности бортовой антенны это может стать причиной замираний сигнала на входе приемника. Кроме того, достижению высокой направленности бортовых антенн препятствуют габариты ЛА.

При механическом сканировании ДНА в устройстве формирования луча с частотой Ω может вращаться и плоскость поляризации принимаемого сигнала. Для исключения возможных нежелательных поляризационных эффектов (например, паразитной амплитудной модуляции) надо делать бортовую антенну с круговой поляризацией.

На передаточную функцию радиозвена существенно влияют коэффициенты передачи низкочастотной части приемника, а именно коэффициенты передачи фазового детектора $k_{ФД}$ и фильтра сигнала ошибки $k_{СО}$, а также средний уровень сигнала на выходе приемника $k_0 A_0$. Значения и стабильность этих величин должны устанавливаться с учетом требований, вытекающих из анализа контура управления. В частности, при реализации АРУ приемника с большим динамическим диапазоном иногда приходится вводить программное регулирование усиления сигнала, устанавливая в волноводном тракте устройства переменного затухания. Такое устройство одновременно защищает входные каскады приемника от перегрузки на стартовом участке траектории.

На передаточную функцию радиозвена могут оказывать влияние фильтр нижних частот на выходе фазового детектора и полосовой фильтр сигнала ошибки — влияют прежде всего полосы пропускания этих фильтров (их инерционность). Узкая полоса пропускания фильтра сигнала ошибки обеспечивает эффективную фильтрацию сигнала ошибки, не допуская перегрузки фазового детектора из-за действия помех. Сужение полосы ограничивается достижимой стабильностью настройки фильтра. Узкополосный фильтр сигнала ошибки, расстроенный относительно частоты Ω, вносит дополнительный фазовый сдвиг δ в сигнал, что эквивалентно скручиванию измерительной относительно исполнительной систем координат и появлению перекрестных связей между каналами управления.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое радиотеленаведение?
2. Что такое радиолуч?
3. Что такое радиозона?
4. Зачем нужен опорный сигнал?
5. Как передается опорный сигнал на борт ракеты?
6. Сравните РТН и КРУ.
7. Как определяется эквивалентная помеха?
8. От каких факторов зависят параметры радиозвена?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гуткин Л. С.* и др. Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами. — М.: Сов. радио, 1970.

2. *Кочетков В. Т., Половко А. М., Пономарев В. И.* Теория систем телеуправления и самонаведения ракет. — М.: Сов. радио, 1962.

3. *Максимов М. В., Горгонов Г. И.* Радиоуправление ракетами. — М.: Сов. радио, 1964.

Глава 6

Системы самонаведения

6.1. Виды систем. Структурные схемы головок самонаведения

Как было определено в разд. 1.2.2, ***самонаведением*** называется такой способ радиоуправления, при котором на борту управляемого объекта измеряются параметры движения цели и формируются команды управления. В качестве управляемых объектов будем рассматривать самонаводящиеся ракеты и поэтому управляемый объект далее будем называть ракетой.

Перечислим наиболее распространенные признаки и соответствующие им классы систем самонаведения [1—4].

В зависимости от места расположения первичного источника электромагнитного излучения различают активные, полуактивные, пассивные и комбинированные системы самонаведения. При ***активном*** самонаведении ракета, облучая цель бортовым передатчиком, наводится по отраженному сигналу. При ***полуактивном*** самонаведении цель облучается передатчиком, установленным на пункте управления, а иа ракете имеется только приемник.

Возможны ситуации, когда цель сама является источником электромагнитного излучения, например теплового от работающего двигателя. В этих случаях возможно применение ***пассивного*** самонаведения по сигналу, излучаемому самой целью.

Комбинированные системы самонаведения совмещают в себе полуактивно- или активно-пассивные системы. В зависимости от ситуации используется тот сигнал от цели, который обеспечивает лучшие характеристики наведения (точность, помехоустойчивость, дальность действия).

Преимущество ***активной системы*** самонаведения состоит в полной автономности управления. Но бортовая аппаратура активных систем получается более громоздкой. Ограниченная мощность бортового передатчика приводит к ограничению дальности действия.

Полуактивные системы не обладают полной автономией управления, поскольку атенна ПУ должна облучать цель в течение всего времени наведения. Однако дальность действия таких систем больше, чем активных, а бортовая аппаратура ракеты проще, имеет меньшие массу и габариты. Дальность в таких системах увеличивается за счет того, что на пункте управления может быть установлен более мощный передатчик, а передающая антенна может иметь большее усиление. Бортовая аппаратура ракеты полуактивных систем несколько усложняется за счет приемника прямого сигнала с пункта управления, необходимого для селекции цели по скорости. Однако размещение передатчика на ПУ улучшает массогабаритные характеристики бортовой аппаратуры.

Пассивные системы обладают полной автономией и имеют наилучшие массогабаритные характеристики, но их работа полностью зависит от излучения цели. В таких системах невозможно измерять дальность и скорость сближения с целью.

В зависимости от диапазона электромагнитных волн различают радиотехнические (радиолокационные), тепловые (инфракрасные) и оптические системы самонаведения.

Радиотехнические системы работают в радиодиапазоне в окнах прозрачности атмосферы. Радиоволны, отраженные от цели, рассеиваются во всех направлениях примерно равномерно. Благодаря этому самонаведение радиотехнических систем возможно с любого направления. Относительно большая длина волны исключает влияние на работу радиотехнических систем метеоусловий. Но она же порождает более широкие диаграммы направленности антенн в этих системах. Как следствие, радиотехнические системы обладают более низкой точностью и разрешающей способностью по сравнению с тепловыми и оптическими.

Тепловые системы используются в инфракрасном диапазоне волн. Они, как правило, пассивные и более простые по сравнению с радиотехническими. Их точность и разрешающая способность выше. Однако эффективность работы тепловых систем сильно зависит от метеоусловий. Кроме того, интенсивность теплового излучения у многих целей существенно различается в зависимости от направления. Поэтому дальность действия тепловых систем сильно меняется при изменении направления наведения.

В ***оптических системах*** самонаведения используются видимые лучи (длина волны 0,76...0,4 мкм). Такие системы строятся на основе телевизионных, оптических и лазерных устройств. Их отличает очень высокая точность и разрешающая способность, особенно характерные для лазерных уст-

ройств. Однако зависимость работоспособности оптических систем от метеорологических условий еще более сильная.

Важнейшей частью бортовой аппаратуры самонаводящейся ракеты является головка самонаведения (ГСН), выполняющая обнаружение полезного сигнала, селекцию цели и измерение необходимых параметров ее относительного движения, помехозащиту от организованных помех. Для примера рассмотрим структурную схему полуактивной радиотехнической ГСН (рис. 6.1). В ее состав включены лишь наиболее существенные элементы, определяющие работу такой ГСН. В полуактивных системах приемники прямого и отраженного сигналов имеют общий гетеродин. На рис. 6.1 этот гетеродин помещен в приемник прямого сигнала и создаваемый им сигнал $U_{гет}$ подается в приемник отраженного сигнала. Прямой и отраженный сигналы поступают в систему обнаружения и селекции цели и далее в канал измерения дальности и скорости сближения, а также в выходные каскады пеленгатора. При аналоговой обработке все перечисленные операции выполняются отдельными устройствами. При цифровой обработке они задаются программами алгоритмов, описывающих работу отдельных устройств. Такие программы заложены в единый специализированный вычислитель.

Работа канала измерения дальности и скорости сближения зависит от вида используемого сигнала. Применяют импульсные сигналы с низкой (НЧПИ) и высокой (ВЧПИ) частотой повторения импульсов, а также непрерывные сигналы. При

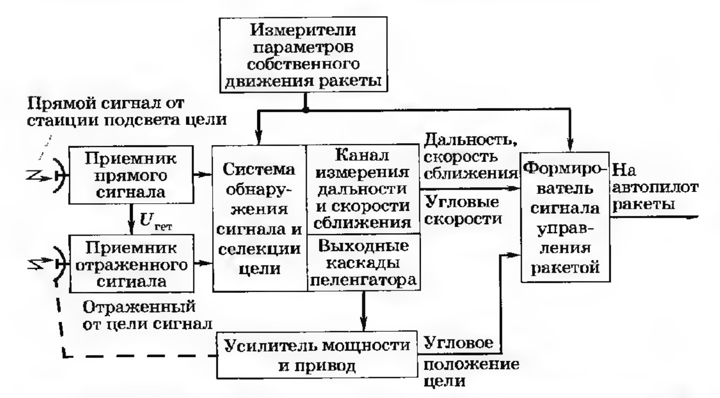


Рис. 6.1. Структурная схема полуактивной радиотехнической ГСН

сигнале с НЧПИ импульсы прямого сигнала выполняют двойную функцию. В режиме поиска цели по дальности обнаружитель отключается от тракта приема на время передачи импульса. Тем самым исключается возможность захвата сигнала станции подсвета цели. В режиме автосопровождения цели по дальности и угловым координатам эти импульсы служат для синхронизации измерителя дальности, который в аналоговом варианте работает как следящий импульсный дальномер. Скорость сближения измеряется следящей системой с астатизмом второго порядка. Дальномер одновременно с измерением дальности и скорости сближения формирует импульсы, открывающие приемник отраженного сигнала только на время прихода сигнала от выбранной цели.

При непрерывном сигнале подсвета цели приемник прямого сигнала формирует опорное напряжение. В результате взаимодействия его с отраженным сигналом выделяется доплеровское смещение частоты, обусловленное взаимным перемещением цели, ракеты и станции подсвета цели. На этой основе строятся системы селекции цели по скорости и измерению скорости сближения. Для измерения дальности непрерывный сигнал подсвета подвергают дополнительной гармонической модуляции по частоте. Дальность измеряют по модулирующему сигналу.

При квазинепрерывном сигнале с ВЧПИ возможна двойная селекция по доплеровской частоте и по периоду повторения приходящих от цели импульсов. Скорость сближения определяется по доплеровской частоте, а дальность — по запаздыванию импульсного сигнала. Особенностью использования сигнала с ВЧПИ является неоднозначность измерений дальности и проведение дополнительной обработки по ее устранению.

6.2. Особенности проектирования

Система самонаведения — сложный комплекс различных по физической природе подсистем, призванных решать единую задачу: обеспечение движения ракеты, отвечающего определенным требованиям. Требования могут предъявляться как к конечному состоянию наведения, так и ко всей траектории полета. Например, можно потребовать, чтобы расстояние между ракетой и целью в конечный момент наведения было минимальным, при этом не важно, с какими относительными скоростями они будут в этот же момент двигаться один относительно другого. Однако совсем не безразлично, какие энергетические затраты необходимы для наведения. Желательно,

чтобы они были минимальными либо ограниченными, а это уже зависит от всей траектории полета.

Система самонаведения включает в себя радиосистему, подсистему формирования управляющих сигналов (команд управления), автопилот и управляемую ракету. Все эти подсистемы взаимозависимы, что следует учитывать при выборе характеристик каждой из них для обеспечения требуемого движения ракеты. В частности, радиосистема должна выполнять необходимые для этого измерения. Однако характеристики требуемого движения ракеты в большинстве случаев не определяют полностью характеристики подсистем. Поэтому имеется некоторая свобода в формулировании требований к свойствам подсистем, которая при проектировании обычно используется для максимального их упрощения.

Стремление максимально упростить подсистемы может привести к изменению желаемого движения ракеты и ухудшению его характеристик. В связи с этим при проектировании систем самонаведения необходимо учитывать влияние принимаемых проектных решений для отдельных подсистем на характеристики всей системы самонаведения. Такую возможность предоставляет единая модель, описывающая систему самонаведения в целом. Изучение свойств такой модели позволяет определять характеристики будущей системы самонаведения и на этой основе формулировать требования к составляющим ее подсистемам. Поскольку основной задачей системы самонаведения является обеспечение движения ракеты, именно его должна описывать модель. Для этого наиболее удобен математический аппарат обыкновенных дифференциальных уравнений и эквивалентный ему аппарат функциональных схем.

Модель, учитывающая все ограничения и особенности проектируемой системы самонаведения, обычно настолько сложна и необозрима, что использовать ее для проектирования оказывается невозможным. Поэтому проектирование системы самонаведения разделяется на несколько этапов. Вначале делаются многочисленные допущения и упрощения, в результате которых создается простая модель, позволяющая сформулировать основные принципы, закладываемые в основу проектируемой системы: выработать правило управления (метод наведения, см. разд. 1.2.3), определить необходимый для этого состав измерений, оценить некоторые характеристики движения. На первом этапе применяются в основном аналитические методы исследования, и в частности методы теории оптимального управления.

На втором этапе рассматриваются более сложные модели. В моделях второго этапа могут закладываться решения, принимаемые из желания упростить техническое исполнение. При этом может измениться найденное на первом этапе правило управления. Последствия такого изменения исследуются на модели. Если изменение характеристик движения ракеты еще приемлемо, то упрощение технического исполнения подсистем целесообразно.

Модели первого этапа являются настолько укрупненными, что применительно к радиосистеме позволяют определить только необходимый состав ее измерений. Параметры же радиосистемы, такие как ширина диаграммы направленности антенны, полосы фильтров, влияние естественных и организованных помех, могут быть определены с помощью моделей только второго этапа.

На втором этапе модели из-за сложности исследуются с помощью ЭВМ. Аналитические модели применяются в основном для определения области числовых данных, в которой затем осуществляется аналоговое либо цифровое моделирование.

Рассмотрим построение модели первого этапа для системы самонаведения, основанное на использовании методов теории оптимального управления [3]. При этом для простоты ограничимся лишь одним каналом управления (каналом курса) при движении крестокрылой осесимметричной ракеты в горизонтальной плоскости. Воспользуемся геометрическими соотношениями, показанными на рис. 6.2, где $x_г$ — ось невращаю-

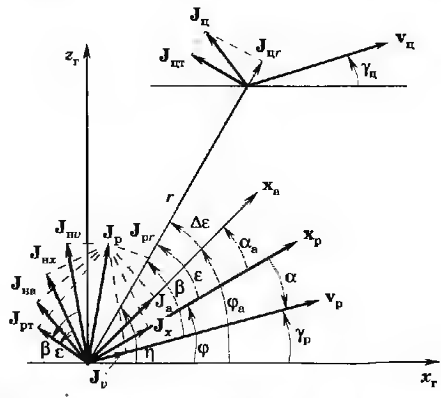


Рис. 6.2. Геометрические соотношения при самонавсдении

щейся подвижной системы координат. В центре системы располагается ракета: $\mathbf{v}_{\text{р}}$ и $\mathbf{x}_{\text{р}}$ — вектор скорости и ось ракеты; $\mathbf{x}_{\text{а}}$ — ось антенны (равносигнальное направление), которая следит за целью, r — линия визирования, $\mathbf{J}_{\text{ц}}$ — ускорение цели, $\mathbf{J}_{\text{ц}r}$ и $\mathbf{J}_{\text{цт}}$ — радиальная и трансверсальная составляющие ускорения цели, $\mathbf{J}_{\text{р}}$ — ускорение ракеты, $\mathbf{J}_{\text{р}r}$ и $\mathbf{J}_{\text{рт}}$ — радиальная и трансверсальная составляющие ускорения ракеты, $\mathbf{J}_x$, $\mathbf{J}_v$ и $\mathbf{J}_{\text{а}}$ — проекции ускорения ракеты на ее ось, направление вектора скорости и ось антенны $x_{\text{а}}$; $\mathbf{J}_{\text{н}x}$, $\mathbf{J}_{\text{н}v}$ и $\mathbf{J}_{\text{на}}$ — составляющие ускорения ракеты, перпендикулярные ее оси, вектору скорости ракеты и оси антенны. Ускорения $\mathbf{J}_{\text{н}v}$ и $\mathbf{J}_v$ называют также нормальным и тангенциальным ускорениями [3]. Обозначения углов ясны из рисунка. Направления отсчета углов против часовой стрелки считаются положительными.

Модель системы самонаведения должна задаваться математическими соотношениями, описывающими процесс наведения ракеты на цель под действием команд управления, подаваемых на рули ракеты и формируемых на основе измерений параметров относительно движения цели. Отсюда видно, что модель системы самонаведения должна составляться с учетом модели движения цели, модели измерителя, правила формирования команды управления и модели самой ракеты. Однако чтобы замкнуть контур системы самонаведения, перечисленных моделей недостаточно. Как следует из разд. 1.3.2, где построена модель ракеты как объекта управления, действие команды управления на рули ракеты приводит к изменению направления вектора скорости ракеты (угол $\gamma_{\text{р}}$ на рис. 6.2) и к соответствующему изменению нормального ускорения ракеты $J_{\text{н}v} = \dot\gamma_{\text{р}} v_{\text{р}}$. Изменение направления движения ракеты приводит к изменению параметров относительного движения цели, что фиксируется измерителями, и таким образом контур самонаведения замыкается. Следовательно, для замыкания модели системы самонаведения необходимо найти кинематические соотношения, связывающие параметры движения ракеты и параметры относительного движения цели. В контуре самонаведения все перечисленные модели образуют отдельные звенья (гл. 1).

Рассмотрим более подробно модели звеньев, необходимые для использования результатов теории оптимального управления. Из рис. 6.2 получаем $x_{\text{ц}} = r\cos\eta$, $y_{\text{ц}} = r\sin\eta$, где r и η являются функциями времени. Дифференцируя эти соотношения по времени два раза, получаем $\ddot x_{\text{ц}} = \ddot r\cos\eta - 2\dot r\dot\eta\sin\eta - r\ddot\eta\sin\eta - r\dot\eta^2\cos\eta$; $\ddot y_{\text{ц}} = \ddot r\sin\eta + 2\dot r\dot\eta\cos\eta + r\ddot\eta\cos\eta - r\dot\eta^2\sin\eta$.

Перейдем в систему координат, связанную с линией визирования, используя формулы преобразования координат [5], которые с учетом того, что начало системы движется с ускорением, приобретают вид $J_{\text{ц}r} - J_{\text{р}r} = \ddot x_{\text{ц}}\cos\eta + \ddot y_{\text{ц}}\sin\eta$; $J_{\text{цт}} - J_{\text{рт}} = -\ddot x_{\text{ц}}\sin\eta + \ddot y\cos\eta$.

Подставляя в эти преобразования выражения для $\ddot x_{\text{ц}}$ и $\ddot y_{\text{ц}}$, получаем

$$J_{\text{ц}r} - J_{\text{р}r} = \ddot r - r\dot\eta^2; \quad J_{\text{цт}} - J_{\text{рт}} = r\ddot\eta + 2\dot r\dot\eta. \qquad (6.1)$$

Система дифференциальных уравнений (6.1) задает модель кинематического звена. Вся система в целом оказывается нелинейной. Однако первое уравнение для переменной $r(t)$ и второе для переменной $\eta(t)$ являются линейными. Это позволяет для построения аналитических моделей использовать методы теории оптимального управления. Для удобства обозначим скорость сближения ракеты с целью $v_{\text{сб}} = -\dot r$ и угловую скорость вращения линии визирования $\omega_{\text{виз}} = \dot\eta$. Используя эти обозначения, из второго уравнения системы (6.1) получаем

$$\dot\omega_{\text{виз}} = (2v_{\text{сб}}/r)\omega_{\text{виз}} + (J_{\text{цт}} - J_{\text{рт}})/r. \qquad (6.2)$$

Движение ракеты и цели с трансверсальными ускорениями $J_{\text{рт}}$ и $J_{\text{цт}}$ приводит к изменению угловой скорости вращения линии визирования $\omega_{\text{виз}}$ и это изменение описывается дифференциальным уравнением (6.2). Величина $\omega_{\text{виз}}$ измеряется ГСН. Помехи, действующие в процессе измерения $\omega_{\text{виз}}$, искажают ее значение. Наиболее просто такие искажения задаются в модели путем добавления аддитивной помехи в виде белого гауссовского шума ξ_ω с заданной спектральной плотностью G_ξ. Таким образом измеряется величина

$$z = \omega_{\text{виз}} + \xi_\omega. \qquad (6.3)$$

Измеритель параметров относительного движения из величины z формирует оценку угловой скорости вращения линии визирования $\omega^*_{\text{виз}}$, на основе которой формируется команда управления, подаваемая на рули ракеты. Колебательным звеном в модели ракеты в первом приближении можно пренебречь. При таком упрощении нормальное ускорение ракеты $J_{\text{н}v}$ становится пропорциональным команде управления $U_{\text{к}}$.

В соответствии с формулами пересчета систем координат [5] $J_{рт} = -J_v \sin\beta + J_{нv} \cos\beta$. Последнее уравнение является нелинейным. Однако построение аналитических моделей с помощью методов теории оптимального управления удается выполнить лишь для линейной системы. Поэтому проведем линеаризацию уравнения для $J_{рт}$, рассмотрев движение ракеты и цели на догонном либо встречном курсе при условии, что модуль вектора скорости ракеты $v_р$ постоянен. Тогда $v_р$ = const, $J_v = 0$, угол β мал и $J_{рт} \approx J_{нv}$. Отсюда с учетом соотношений, приведенных в разд. 1.3, получаем

$$J_{рт} \approx [k_{сп}\alpha_\delta v_р/(\omega_{ар}^2 T_v)]U_к. \qquad (6.4)$$

Как следует из (6.4), в линеаризованной модели контура самонаведения ракету можно рассматривать как безынерционный элемент. В (6.2) для догонного курса $v_{сб} \approx v_р - v_ц$, для встречного $v_{сб} \approx v_р + v_ц$. Дальность между ракетой и целью линейно уменьшается по мере роста текущего времени t: $r = v_{сб}(t - t_{кв})$, где $t_{кв}$ — момент окончания процесса наведения. Схема рассмотренной простейшей модели контура с учетом выражений (6.2) — (6.4) показана на рис. 6.3. Найдем связь между угловой скоростью $\omega_{виз}$ и промахом h самонаводящейся ракеты. Промах h определим как расстояние между ракетой и целью при их наибольшем сближении. Учтем при этом, что промах определяется на конечном сравнительно малом участке наведения, называемом ***мертвой зоной управления***.

В мертвой зоне ракета вследствие больших угловых шумов (см. разд. 6.5) и других причин является неуправляемой и чаще всего рули ракеты остаются в нейтральном положении, ее нормальное ускорение $J_{нv} = 0$, и ракета движется по прямой со скоростью $\mathbf{v}_р$. Поскольку размеры мертвой зоны малы, то полагаем, что цель не успевает выполнить какой-либо маневр и также движется по прямой со скоростью $\mathbf{v}_ц$ (рис. 6.4). Вектор скорости ракеты относительно цели обозначен через $\mathbf{v}_0$. Для удобства введем понятие текущего промаха h_t, который определим как длину перпендикуляра, опущенного из точки расположения цели на направление вектора $\mathbf{v}_0$ в текущий момент времени t. При этом видим, что $h_t = r \sin\mu$. Поскольку $\omega_{виз} = \dot\eta \approx v_0 \sin\mu/r$, где v_0 — модуль вектора $\mathbf{v}_0$, то

$$h_t = (r^2/v_0)\omega_{виз}. \qquad (6.5)$$

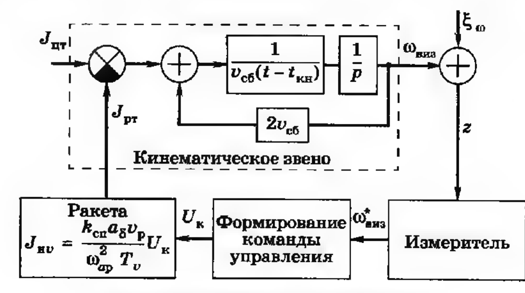


Рис. 6.3. Схема линеаризованной системы самонаведения

Если в (6.5) величины r, $\omega_{виз}$ и v_0 заменить их значениями $r_{мз}$, $\omega_{мз}$ и $v_{мз}$, соответствующими моменту входа в мертвую зону, то текущий промах h_t превратится в конечный h. Так как $r_{мз}$ является величиной постоянной, а для встречных и догонных курсов $v_{мз} = v_{сб}$ также постоянна, из (6.5) следует, что минимизация конечного промаха ракеты эквивалентна минимизации угловой скорости вращения линии визирования $\omega_{виз}$ в момент времени $t_{кн}$ начала мертвой зоны или конца процесса самонаведения.

Первым результатом, полученным на основе построенной простейшей модели, является определение состава измерений. Видно, что измеритель должен определять угловую скорость вращения линии визирования $\omega_{виз}$.

Углубляя модель, дополнительно можно найти правило формирования команды управления, а также структуру измерителя (см. рис. 6.3). Для этого необходимо задать критерий эффективности функционирования системы самонаведения. В качестве такого критерия разумно использовать минимизацию следующего функционала:

$$I = M\left\{k_{вес}\omega_{виз}^2(t_{кн}) + \int_{t_0}^{t_{кн}} J_{рт}^2(\tau)d\tau\right\}, \qquad (6.6)$$

где M означает операцию нахождения математического ожидания от выражения, стоящего в фигурных скобках; t_0 и $t_{кн}$ — моменты времени

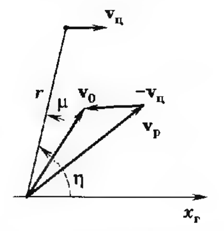


Рис. 6.4. Диаграмма движения цели и ракеты в мертвой зоне

начала и окончания процесса самонаведения; $\omega_{виз}(t_{кн})$ — угловая скорость вращения линии визирования в момент окончания самонаведения; $k_{вес}$ — весовой коэффициент. Как следует из (6.5), минимизация первого слагаемого в (6.6) означает минимизацию среднеквадратического промаха, минимизация же второго слагаемого означает минимизацию затрат энергии на управление. Для простоты далее будем полагать, что $J_ц = 0$, т. е. цель движется равномерно и прямолинейно со скоростью $v_ц$. Подставляя при этом условии (6.4) в (6.2), получаем

$$\dot{\omega}_{виз} = (2v_{сб}/r)\omega_{виз} - [k_{сп}a_\delta v_р/(r\omega_{ар}^2 T_v)]U_к. \quad (6.7)$$

Уравнение (6.7) полностью совпадает с уравнением, задающим математическую модель объекта в теории оптимального управления. На основе методов этой теории в [3] получено правило оптимального управления, т. е. $U_к$, при котором минимизируется (6.6). При условии, что весовой множитель $k_{вес}$ в (6.6) не очень мал, имеем

$$U_{к\ опт} = 3[\omega_{ар}^2 T_v/(k_{сп}a_\delta v_р)]v_{сб}\omega_{виз}^*, \quad (6.8)$$

где $\omega_{виз}^*$ — измеренное значение угловой скорости $\omega_{виз}$. С учетом (6.4) находим

$$J_{рт\ опт} = 3v_{сб}\omega_{виз}^*. \quad (6.9)$$

Уравнение (6.9) соответствует методу пропорционального наведения, рассмотренному в разд. 1.2.3, при $N_0 = 3$.

Исходя из методов теории оптимальной линейной фильтрации, может быть найдена и структура оптимального измерителя. Однако это выходит за рамки нашего рассмотрения.

Как видно из рис. 6.3, кинематическое звено имеет положительную обратную связь с коэффициентом $2v_{сб}$, значение которого зависит от ракурса атаки. Наличие положительной обратной связи делает кинематическое звено неустойчивым. Аппаратура управления и динамика ракеты образуют отрицательную обратную связь и компенсируют неустойчивость. Чтобы это выполнялось при всех ракурсах, коэффициент отрицательной обратной связи можно выбрать исходя из максимально возможного значения скорости сближения. Однако это приведет к увеличению влияния флуктуационных помех, сопровождающих полезный сигнал. Поэтому более целесообразно задавать коэффициент отрицательной обратной связи пропорциональным скорости сближения. Как видно из (6.9), оптимальное управление обладает желаемым свойством. В бо-

лее общем случае, когда цель движется с постоянным трансверсальным ускорением $J_{цт} = \mathrm{const}$, также можно найти оптимальное управление ракеты [3] в виде

$$J_{рт\ опт} = 3v_{сб}\omega_{виз}^* + 1{,}5J_{цт}^*, \quad (6.10)$$

где $J_{цт}^*$ — измеренное значение трансверсального ускорения цели.

Построение моделей первого этапа системы самонаведения позволяет принять ряд определяющих решений для ее проектирования. Во-первых, выражения (6.9) и (6.10) задают алгоритмы формирования команд управления. Во-вторых, эти же выражения, а также функциональная схема на рис. 6.3 определяют состав измерений, необходимых для формирования команды управления. При выводе (6.9) и (6.10) полагалось, что $v_{сб}$ является величиной известной. Реально же скорость $v_{сб}$ неизвестна, но может быть измерена доплеровским методом. Полагая измерения достаточно точными, скорость $v_{сб}$ в (6.9) и (6.10) можно заменить ее оценкой $v_{сб}^*$. В результате необходимый состав измерений расширяется, т. е. помимо угловой скорости в $\omega_{виз}$ необходимо дополнительно измерять и скорость $\omega_{сб}$.

Если ориентироваться на маневрирующую цель, то, как следует из (6.10), на борту ракеты необходимо еще проводить измерения, позволяющие формировать оценку трансверсального ускорения цели $J_{цт}^*$. Однако это связано с существенными техническими трудностями [3]. Стремление к упрощению бортовой аппаратуры ракеты заставляет изменять правило формирования команды управления, чтобы уменьшить состав измерений. Поэтому иногда вместо (6.10) применяют правило

$$J_{рт} = N_0 v_{сб}(\omega_{виз}^* + \omega_с), \quad (6.11)$$

где $\omega_с$ — постоянное (или изменяющееся во времени по программе) смещение угловой скорости $\omega_{виз}$; N_0 — навигационный коэффициент, значение которого в (6.10) равно 3. Наведение в соответствии с (6.11) называют ***методом пропорционального наведения со смещением*** [3].

Построенная модель является первым приближением к описанию системы самонаведения. Она была получена при существенных упрощениях, в частности ракету можно лишь приближенно рассматривать как безынерционный элемент. Поэтому в реальных системах самонаведения используют пра-

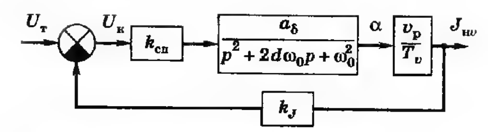


Рис. 6.5. Схема формирования команды $U_к$, пропорциональной рассогласованию Δ

вила формирования команды управления $U_к$, отличные от вытекающих из теории. Значение $U_к$ формируют пропорциональным рассогласованию [3]

$$\Delta = J^т_{рт} - J_{рт}, \qquad (6.12)$$

где $J^т_{рт}$ — требуемое трансверсальное ускорение ракеты, определяемое соотношениями (6.9), (6.10); $J_{рт}$ — реальное трансверсальное ускорение ракеты, измеряемое датчиками линейных ускорений. Формирование команды управления, пропорциональной рассогласованию (6.12), приводит к схеме на рис. 6.5, где модель ракеты изображена с учетом ее колебательных свойств и того, что $J_{нv} \approx J_{рт}$. Здесь k_J — коэффициент передачи датчика ускорения, $U_т$ — напряжение, пропорциональное $J^т_{рт}$, остальные обозначения заимствованы из разд. 1.3. Передаточная функция схемы на рис. 6.5 имеет вид колебательного звена $Φ_Δ(p) = k_{сп}a_δv_р/[T_v(p^2 + 2d_Δω_Δ + ω_Δ^2)]$, где $ω_Δ^2 = ω_0^2 + k_{сп}a_δv_рk_JT_v^{-1}$; $d_Δ = dω_0/ω_Δ$. Частота среза этого звена $ω_Δ/(2π)$ за счет большого значения скорости ракеты $v_р$ существенно превышает частоту среза $ω_0/(2π)$ колебательного звена, входящего в модель самой ракеты. Иначе говоря, благодаря отрицательной обратной связи в схеме на рис. 6.5 значительно расширяется полоса пропускания ракеты как объекта управления, что позволяет считать ее с некоторым приближением безынерционной. Возникающее при этом уменьшение коэффициента демпфирования $d_Δ$ компенсируется специальной системой обеспечения устойчивости [3].

6.3. Схемы угломерных каналов головок самонаведения

Рассмотренные в разд. 1.2.3 и разд. 6.2 кинематические методы наведения или правила формирования команд управления требуют проведения угловых измерений. Приведем функциональные и структурные схемы угломерных каналов ГСН, осуществляющие необходимые измерения. При изложении будем пользоваться геометрическими соотношениями, показанными на рис. 6.2.

6.3.1. Угломерные каналы головок самонаведения, предназначенных для поражения малоподвижных целей

Для поражения неподвижных и малоподвижных целей применяют методы прямого наведения и наведения по кривой погони (см. разд. 1.2.3). При прямом методе необходимо формировать команду $U_к$, пропорциональную углу ε (рис. 6.2 и формула (1.3)). Схемы такого угломерного канала показаны на рис. 6.6, где $k_{пел}$ — коэффициент передачи радиопеленгатора. Прямое наведение с неследящим пеленгатором имеет существенный недостаток. Дело в том, что угол ε в процессе наведения из-за несовершенства метода может быть значительным, что заставляет расширять диаграмму направленности антенны. При этом ухудшаются точность, дальность действия и разрешающая способность пеленгатора. Во избежание этого подвижный элемент пеленгатора помещают на поворотную платформу, управляемую снимаемыми с пеленгатора сигналами. Тогда пеленгатор становится следящим за целью. Если ошибка слежения Δε мала, то $α_а = ε - Δε \approx ε$ и необходимое напряжение команды можно снимать с потенциометрического датчика угла, формирующего напряжение, пропорциональное углу $α_а$. Схемы угломерного канала такой ГСН показаны на рис. 6.7, где СП — силовой привод, разворачивающий платформу, ДУ — потенциометрический датчик угла $α_а$; $k_{ДУ}$, $k_{пел}$, $Φ_{сп}(p)$ — коэффициенты передачи и передаточная функция соответствующих устройств.

При методе наведения по кривой погони угломерный канал ГСН должен формировать сигнал, пропорциональный углу $β = ε + α$ (см. (1.9)). Напряжения, пропорциональные углам ε и α, могут быть получены раздельно. Напряжение, пропорциональ-

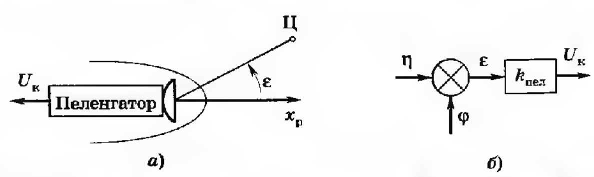


Рис. 6.6. Структурная (*а*) и функциональная (*б*) схемы угломерного канала ГСН прямого наведения с неследящим пеленгатором

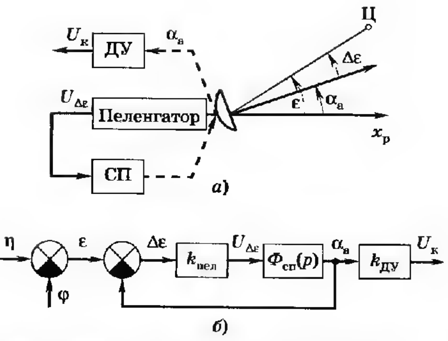


Рис. 6.7. Структурная (*а*) и функциональная (*б*) схемы угломерного канала ГСН прямого наведения со следящим пеленгатором

ное углу ε, можно сформировать одним из двух способов, описанных ранее для прямого самонаведения. Напряжение $U_\alpha = k_\alpha \alpha$, пропорциональное углу α, формируется специальным флюгерным датчиком (измерительным флюгером), который ориентируется по направлению потока воздуха, огибающего ракету. Далее эти сигналы суммируются, образуя сигнал команды

$$U_к = k_\alpha \alpha + U_{ДУ}, \tag{6.13}$$

где $U_{ДУ} = k_{пел}\varepsilon$, если используется неследящий пеленгатор, и $U_{ДУ} = k_{ДУ}\alpha_а$, если используется следящий пеленгатор.

Такая система называется ГСН с измерительным флюгером. Как видим, ее можно реализовать как со следящим, так и с неследящим пеленгатором. Функциональная и структурная схемы угломерных каналов такой ГСН могут быть получены из схем, представленных на рис. 6.6 и 6.7. Например, функциональная схема угломерного канала ГСН с измерительным флюгером и следящим пеленгатором показана на рис. 6.8. Для того чтобы $U_к$ было пропорциональным углу β в (6.13), необходимо выполнение равенства $k_\alpha = k_{пел}$ или $k_\alpha = k_{ДУ}$. Если это ра-

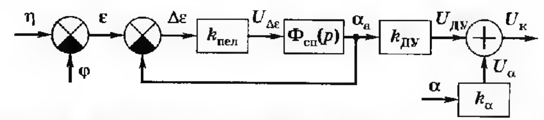


Рис. 6.8. Функциональная схема угломерного канала ГСН с измерительным флюгером и следящим пеленгатором

нство нарушается, то ГСН с измерительным флюгером не-чно реализует метод наведения по кривой погони.

Этот недостаток отсутствует в ГСН с силовым флюгером, е угол β измеряется пеленгатором непосредственно. Пелентор в такой ГСН закрепляется на подвижной платформе, риентирующейся по вектору скорости ракеты с помощью мкнутой системы автоматического регулирования, стремяейся свести к нулю угол (α — $\alpha_а$). Схемы угломерных канаов ГСН с силовым флюгером показаны на рис. 6.9, где ДУ, ДУ$_\alpha$ — датчики углов $\alpha_а$ и α, СП — силовой провод, разворачивающий платформу; $k_{ДУ}$, k_α, $\Phi_{сп}(p)$ — коэффициенты передачи и передаточные функции соответствующих устройств. Пеленгатор в такой ГСН ориентируется по вектору скорости, который система управления стремится направить на цель. Поэтому возможное расширение диаграммы направленности антенны будет определяться ошибками наведения и ошибками флюгера.

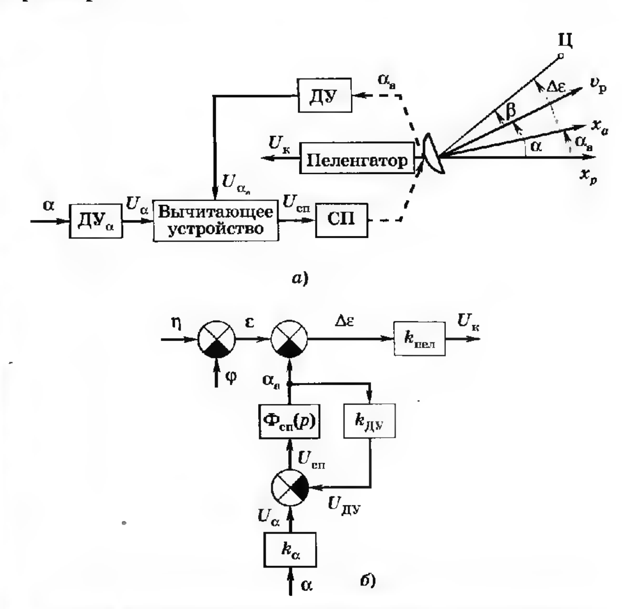


Рис. 6.9. Структурная (*а*) и функциональная (*б*) схемы угломерного канала ГСН с силовым флюгером

Основной недостаток наведения по кривой погони состоит в том, что не учитывается действие ветра, который вызывает дополнительные ошибки. Чтобы скомпенсировать ветер, используют метод пропорционального наведения либо метод наведения с постоянным углом упреждения. При последнем методе требуется поддерживать постоянное значение угла упреждения β равным некоторому значению $\beta_т$. Отсюда следует, что при методе с постоянным углом упреждения сигнал команды должен быть пропорциональным углу $\Delta\beta = \beta - \beta_т$. Чтобы сформировать такой сигнал, достаточно из напряжения, вырабатываемого угломерным каналом ГСН кривой погони, вычесть напряжение, пропорциональное $\beta_т$. Коэффициент пропорциональности при этом должен быть равен коэффициенту пропорциональности угломерного канала ГСН, с которым он формирует напряжение, пропорциональное углу β. Функциональные и структурные схемы различных вариантов построения угломерных каналов ГСН для наведения с постоянным углом упреждения отличаются от соответствующих схем ГСН кривой погони только наличием на выходе вычитающего устройства.

6.3.2. Угломерные каналы головок самонаведения, предназначенных для поражения быстродвижущихся целей

Для наведения на быстродвижущиеся цели применяют метод пропорционального наведения либо метод пропорционального наведения со смещением. Как было показано в разд. 6.2, для формирования сигнала команды этими методами необходимо измерять угловую скорость вращения линии визирования $\omega_{виз} = \dot{\eta}$ в невращающейся подвижной системе координат (см. рис. 6.2). При построении бортовой аппаратуры рассматриваемых типов ГСН возникают специфические требования, состоящие в необходимости обеспечения высокой динамической точности измерений при хорошей развязке подвижного элемента пеленгатора от угловых колебаний корпуса ракеты. Именно эти требования определяют структуры измерителей, рассматриваемые в дальнейшем.

Следует отметить, что при построении угломерных каналов современных ГСН широко используется комплексирование радиотехнических измерений с инерциальными измерениями [3]. Для повышения скрытности работы радиотехнических измерителей их желательно включать периодически или эпизодически. Перерывы в работе могут оказаться и вынужденными, вызванными действием эффективных помех. Не работают радиотехнические измерители и на участке автономного полета ракеты до захвата сигнала от цели. Комплексирование позволяет при отсутствии сигналов от радиоизмерителей формировать команду управления на основе данных инерциальных систем. Эти же данные используются для формирования сигнала коррекции, вводимого в контур автосопровождения цели по углам радиотехнического измерителя. Под действием сигнала коррекции антенна радиоизмерителя перемещается, тем самым компенсируя собственное движение ракеты. Благодаря этому увеличивается допустимое время выключения радиоизмерителя без потери сигналов цели при его последующем включении. Когда радиоизмеритель включен, его сигналы используются для «списывания» ошибок, накапливающихся в координатах, полученных на основе инерциальных измерений, либо формируются более точные оценки на основе измерений обеих систем. Комплексирование существенно изменяет структуру угломерных каналов ГСН. Однако оно выходит за рамки нашего рассмотрения.

Угломерное устройство с силовым следящим гироприводом. Здесь используется управляемый позиционный гироскоп, выполняющий одновременно функции следящего и стабилизирующего устройств. Основное свойство позиционного гироскопа заключается в способности сохранять неизменным направление вращающегося ротора, ось которого является основной осью $x_г$ гироскопа, при колебаниях корпуса ракеты. В управляемом позиционном гироскопе имеется возможность создавать моменты $\mathbf{M}_y$, $\mathbf{M}_z$ на осях $y_г$, $z_г$ гироскопа, перпендикулярных его основной оси. Под действием этих моментов основная ось безынерционно поворачивается так, чтобы по кратчайшему пути совместить вектор кинетического момента ротора гироскопа с моментами $\mathbf{M}_y$ и $\mathbf{M}_z$. При этом проекции вектора угловой скорости разворота оси $x_г$ на плоскости, соответствующие контурам управления ракеты по курсу и тангажу, пропорциональны создаваемым моментам [6]. Совмещая подвижный элемент пеленгатора с ротором гироскопа и используя его выходной сигнал для создания управляющих моментов $\mathbf{M}_y$ и $\mathbf{M}_z$, получаем в каждом из контуров управления по курсу и тангажу следящую систему с интегратором в цепи обратной связи. Функциональная схема такой следящей системы для одного контура управления показана на рис. 6.10. При отклонении оси подвижного элемента пеленгатора (оси гироскопа $x_г$) от направления на цель на угол $\Delta\varepsilon$ пеленгатор выраба-

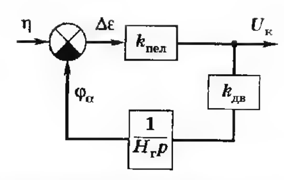


Рис. 6.10. Функциональная схема угломерного устройства с силовым следящим гироприводом

тывает сигнал рассогласования $k_{пел}\Delta\varepsilon$, который подается на моментный электродвигатель с коэффициентом передачи $k_{дв}$. Электродвигатель создает момент **M**, под действием которого ось $x_г$, а вместе с ней и подвижный элемент пеленгатора поворачиваются в сторону цели с угловой скоростью $\dot{\varphi}_а = \mathbf{M}/H_г$, где $H_г$ — кинетический момент гироскопа. Из функциональной схемы на рис. 6.10 получаем

$$U_к = k_\omega \dot{\eta}/(1 + T_\omega p), \qquad (6.14)$$

где $k_\omega = H_г/k_{дв}$; $T_\omega = k_\omega/k_{пел}$.

В установившемся режиме при постоянной угловой скорости $\dot{\eta}$ вращения линии визирования из (6.14) следует $U_к = k_\omega\dot{\eta} = k_\omega\omega_{виз}$.

Совмещение подвижного элемента пеленгатора с осью гироскопа удобно лишь при небольших его массе и габаритах, например в тепловых ГСН.

В радиодиапазоне из-за больших массы и габаритов такое совмещение становится невозможным. В этом случае пеленгатор вместе с позиционным гироскопом помещают на подвижную платформу. Основная ось гироскопа разворачивается моментным электродвигателем под действием сигнала пеленгатора, а платформа с помощью своей следящей системы стабилизируется по направлению оси гироскопа.

Угломерное устройство со скоростной стабилизацией. В данном устройстве развязка подвижного элемента пеленгатора от угловых колебаний корпуса осуществляется не его стабилизацией в пространстве, а введением стабилизирующего сигнала в контур слежения за целью. Датчиком стабилизирующего сигнала является скоростной гироскоп (датчик угловой скорости ДУС), устанавливаемый на антенне и формирующий сигнал, пропорциональный угловой скорости вращения антенны $\dot{\varphi}_а$. Стабилизирующий сигнал от ДУС складывается с сигналом рассогласования, формируемым пеленгатором. Суммарное напряжение после усиления подается на силовой привод разворота антенны. Колебания корпуса ракеты передаются на антенну и воспринимаются ДУС. Под действием сигнала ДУС силовой привод разворачивает антенну в сторону, противоположную отклонению корпуса ракеты. В режиме автосопровождения антенна перемещается по сигналам пеленгатора. Такие системы стабилизации не накладывают жестких ограничений на габариты антенны и пригодны для построения ГСН различных классов.

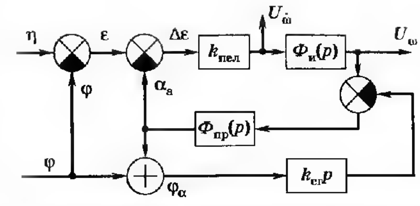


Рис. 6.11. Функциональная схема угломерного устройства со скоростной стабилизацией

Функциональная схема угломера со скоростной стабилизацией показана на рис. 6.11, где $k_{пел}$ — коэффициент передачи пеленгатора, $Ф_и(p) = (k_и + p)/p$— передаточная функция первого интегратора с цепью коррекции, $Ф_{пр}(p) = k_{пр}/p$ — передаточная функция усилителя мощности и привода, $k_{сг}$ — коэффициент передачи скоростного гироскопа (ДУС). Из анализа схемы на рис. 6.11 получаем

$$U_\omega = \frac{k_и k_{пел}(1 + T_и p)}{p^2 + T_и k_а p + k_а}\left(\dot{\eta} - \frac{1}{1 + k_{сг}k_{пр}}\dot{\varphi}\right), \qquad (6.15)$$

где $k_а = k_{пел}k_и k_{пр}/(1 + k_{сг}k_{пр})$; $T_и = 1/k_и$.

Выражение (6.15) показывает, что напряжение U_ω зависит не только от $\dot{\eta}$, но и от угловой скорости вращения корпуса ракеты $\dot{\varphi}$. Это вносит в процесс измерения так называемые синхронные ошибки привода [3], которые уменьшаются до приемлемых значений увеличением коэффициента передачи контура стабилизации $k_{сг}k_{пр}$ до нескольких сотен. Для точного измерения $\dot{\eta}$ необходимо, чтобы напряжение U_ω было пропорциональным $\dot{\eta}$. В общем виде выражение (6.15) не отвечает этому требованию. Однако, если частоты среза форсирующего и колебательного звеньев в (6.15) $1/(2\pi T_и)$ и $\sqrt{k_а}/(2\pi)$ выбрать

больше полосы пропускания контура управления ракетой либо больше ширины спектра процесса $\dot{\eta}$, то желаемое требование практически достигается. С учетом обоих рассмотренных добавлений получаем $U_\omega = k_и k_{пел}\dot{\eta}/k_а$.

6.4. Модели контуров самонаведения

В разд. 6.2 на основе существенных упрощений была построена аналитическая модель системы самонаведения первого этапа. Рассмотрим примеры построения более сложных моделей без большинства ранее принятых упрощений.

Всю совокупность устройств и систем, задействованных для обеспечения необходимого движения ракеты, принято называть контуром самонаведения. Модель контура получается объединением моделей кинематического звена, угломера, устройства формирования команды и самой ракеты. Все перечисленные модели были рассмотрены в разд. 1.3, 6.2 и 6.3. Однако модель кинематического звена, представленная уравнениями (6.1), неудобна для цифрового моделирования, являющегося основным способом исследования моделей второго этапа проектирования (см. разд. 6.2). Поэтому зададим кинематическое звено в иной, более удобной для цифрового моделирования, форме. Спроектировав на рис. 6.2 векторы скорости ракеты и цели на соединяющую их линию и на направление, перпендикулярное ей, составим уравнения кинематического звена в желаемой форме:

$$\dot{r} = -v_р\cos(\eta-\gamma_р) + v_ц\cos(\eta-\gamma_ц); \qquad (6.16)$$

$$\dot{\eta} = [v_р\sin(\eta-\gamma_р) - v_ц\sin(\eta-\gamma_ц)]/r.$$

Нетрудно показать, что уравнения (6.1) и (6.16) могут быть получены одно из другого.

Как и ранее, будем рассматривать модель контура при движении крестокрылой ракеты в горизонтальной плоскости и применять те же обозначения, что и на рис. 6.2. На данном этапе используется наиболее простая модель пеленгатора в виде линейного безынерционного элемента. Требования к модели пеленгатора, а также примеры построения более полных моделей с учетом естественных и организованных помех будут рассмотрены в разд. 6.5. На рис. 6.12 изображена функциональная схема контура самонаведения по кривой погони со следящим пеленгатором. Модель ракеты показана полностью со всеми возможными обратными связями. Кинематическое

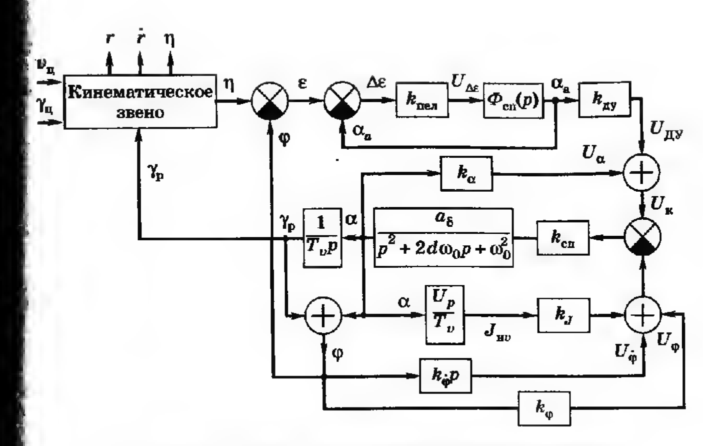


Рис. 6.12. Функциональная схема контура наведения по кривой погони со следящим пеленгатором

звено отображает взаимосвязь величин $v_ц$, $\gamma_ц$, $\gamma_р$, r, $\dot{r}$, η, $\dot{\eta}$, описываемую соотношениями (6.16).

Если в схеме на рис. 6.12 связь по углу α разорвать, т. е. исключить датчик с коэффициентом передачи k_α, то она превратится в схему самонаведения прямым методом с автоследящей антенной. Жесткая обратная связь по углу φ в модели ракеты, показанная на рис. 6.12, не всегда возможна и приемлема. Во-первых, технически создание стабилизирующего сигнала U_φ, возможно лишь для небольших углов φ, т. е. при относительно небольших отклонениях оси ракеты $x_р$ от первоначально задаваемого направления $x_г$ системы координат. Но в ГСН ракет, предназначенных для наведения на быстро маневрирующие цели, угол φ может доходить до 180°. Во-вторых, при жесткой обратной связи резко изменяются динамические свойства ракеты. Нормальное ускорение такой ракеты $J_{нv}$ при пренебрежении ее колебательными свойствами становится приблизительно пропорциональным производной от команды управления $\dot{U}_к$. Если следовать рекомендациям теории оптимального управления, команду $U_к$ в этом случае необходимо формировать пропорциональной не угловой скорости $\omega_{виз}$, а интегралу от нее, т. е. пропорциональной углу (см. разд. 1.3). Таким углом в схеме на рис. 6.12 является угол $\alpha_а + \alpha \approx \beta$.

На рис 6.13 изображена функциональная схема контура пропорционального наведения при условии, что угломерный канал ГСН построен по схеме устройства с силовым следящим гироприводом (см. рис. 6.10). Поскольку пропорциональное наведение применяется для поражения быстро маневрирующих целей, жесткая обратная связь в автопилоте ракеты не используется и поэтому в структурной схеме на рис. 6.13 не показана. Для простоты в автопилоте опущена и обратная связь на основе датчика ускорений. Как было указано в разд. 6.2, в методе пропорционального наведения команда управления $U_к$ и должна формироваться пропорциональной рассогласованию Δ в (6.12). Для этого следует измерять трансверсально ускорение ракеты $J_{рт}$ датчиком линейных ускорений (ДЛУ), ось которого необходимо поддерживать перпендикулярной направлению линии визирования.

Конструктивно ДЛУ можно установить либо на подвижном элементе пеленгатора, либо непосредственно на корпусе ракеты. В первом случае ДЛУ будет формировать напряжение, пропорциональное составляющей ускорения $J_{на}$, перпендикулярной оси $x_а$ следящего элемента пеленгатора. Поскольку направление оси $x_а$ отличается от направления линии визирования на ошибку слежения $\Delta\varepsilon$, которая мала, можно считать, что $J_{на} \approx J_{рт}$. Если подвижный элемент пеленгатора имеет малые массу и габариты, то установка на нем ДЛУ становится невозможной. В этом случае на корпусе ракеты размещают два ДЛУ, измеряющих составляющие $J_х$ и $J_{нх}$ (см. рис. 6.2) ускорения ракеты. Для формирования напряжения, пропорционального трансверсальному ускорению, показания этих ДЛУ пересчитываются по формулам преобразования координат. Поскольку на борту ракеты направление линии визирования отождествляется с направлением оси $x_а$, пересчет дает составляющую $J_{на}$, которая близка к $J_{рт}$.

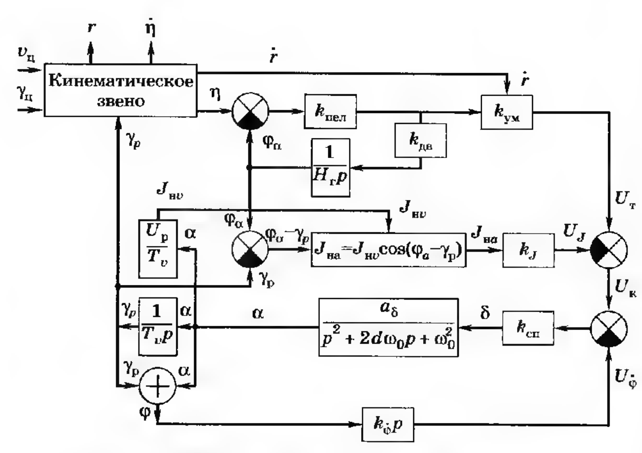


Рис 6.13. Функциональная схема контура пропорционального наведения с угломерным устройством с силовым следящим гироприводом

В обоих случаях для построения модели системы самонаведения модель ракеты должна формировать составляющую ускорения $J_{на}$. В схеме на рис. 6.13 для этого вычисляют $J_{на}$ по формулам преобразования координат [5]. С учетом того, что $J_v = 0$, из рис. 6.2 получаем $J_{на} = J_{нv}\cos(\varphi_а - \gamma_р)$.

Как было показано в разд. 6.3, выходное напряжение $U_к$, угломерного канала ГСН будет приблизительно пропорциональным скорости вращения линии визирования $\omega = \dot\eta$. Согласно (6.9) в управляющее напряжение необходимо вводить информацию о скорости сближения ракеты с целью $v_{сб} = -\dot r$. Для этого в функциональную схему введен блок с коэффициентом передачи $k_{ум}$, который изменяется пропорционально значению $v_{сб} = -\dot r$. Скорость сближения $-\dot r$ связана с доплеровской частотой $F_Д$ соотношением $F_Д = -2\dot r/\lambda$, где λ — длина волны. Поэтому $\dot r$ вычисляется на основе данных, поступающих от входящего в состав ГСН следящего измерителя доплеровской частоты.

На рис 6.14 изображена функциональная схема контура пропорционального наведения при условии, что угломерный канал ГСН построен по схеме устройства со скоростной стабилизацией (см. рис. 6.11). Построение этой схемы осуществляется аналогично построению схемы, представленной на рис. 6.13, за исключением особенностей, вызываемых использованием другого угломерного канала. В схеме на рис. 6.14 угол между ускорениями $J_{на}$ и $J_{нv}$ вычисляется как разность $\alpha_а - \alpha$.

Рассмотренные примеры иллюстрируют общий метод разработки функциональных схем контуров самонаведения. Ис-

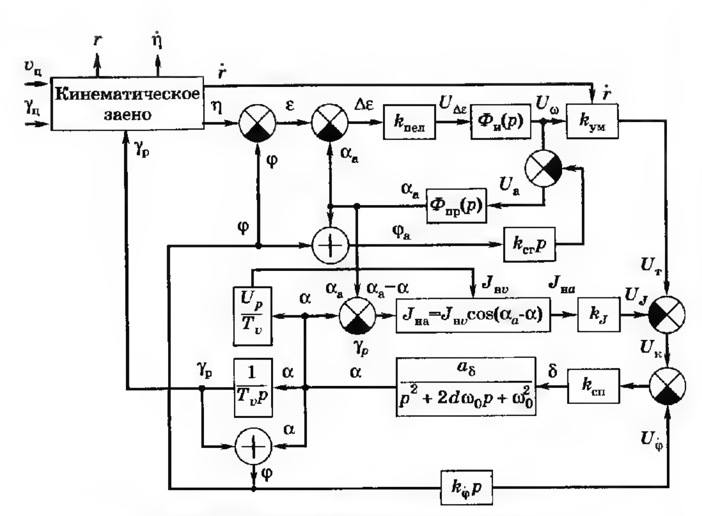


Рис. 6.14. Функциональная схема контура пропорционального наведения с угломерным устройством со скоростной стабилизацией

пользуя его, можно построить функциональную схему для любого сочетания метода наведения, типа угломерного канала ГСН, ракеты с ее стабилизирующими обратными связями. В функциональные схемы можно вводить и нелинейные элементы, ограничивающие угол отклонения рулей ракеты δ, угол разворота следящей антенны $\alpha_а$, нелинейные функции, описывающие влияние диаграммы направленности антенны пеленгатора, и т. д. С помощью функциональных схем легко записывается система дифференциальных уравнений, являющаяся основой для создания имитационной модели контура. Рассмотрим, например, систему дифференциальных уравнений, описывающих схему на рис. 6.14. Для ее записи необходимо задать закон движения цели. Положим, например, что цель движется с постоянной скоростью $v_ц$ по окружности радиусом $\rho_ц$. Тогда $\dot\gamma_ц = \pm v_ц/\rho_ц$, где знак обусловлен направлением движения цели.

Опираясь на рис. 6.14 и выражения (6.16), получаем систему дифференциальных уравнений контура, которую разбиваем на члены, соответствующие звеньям функциональной схемы рис. 6.14:

- *динамика движения цели*

$$\dot\gamma_ц = \pm v_ц/\rho_ц;$$

- *кинематическое звено*

$$\dot r = -v_р\cos(\eta - \gamma_р) + v_ц\cos(\eta - \gamma_ц);$$

$$\dot\eta = [v_р\sin(\eta - \gamma_р) - v_ц\sin(\eta - \gamma_ц)]/r;$$

- *угломерный канал ГСН*

$$\Delta\varepsilon = \eta - \varphi - \alpha_а = \eta - \gamma_р - \alpha - \alpha_а;$$

$$U_{\Delta\varepsilon} = k_{пел}\Delta\varepsilon;$$

$$\dot U_\omega = k_и U_{\Delta\varepsilon} + \dot U_{\Delta\varepsilon} = k_и U_{\Delta\varepsilon} + k_{пел}(\dot\eta - \dot\gamma_р - \dot\alpha - \dot\alpha_а);$$

$$U_а = U_\omega + k_{ст}\dot\varphi_а = U_\omega + k_{ст}(\dot\gamma_р + \dot\alpha + \dot\alpha_а);$$

$$\dot\alpha_а = k_{пр}U_а;$$

- *формирование команды управления*

$$U_к = k_{ум}v_{сб}U_\omega - k_J J_{нv}\cos(\alpha_а - \alpha);$$

- *ракета со стабилизирующей обратной связью на основе скоростного гироскопа*

$$\delta = k_{сп}[U_к - k_{\dot\varphi}(\dot\gamma_р + \dot\alpha)]; \quad \dot\alpha = \zeta;$$

$$\dot\zeta = \alpha_\delta\delta - 2d\omega_0\zeta - \omega_0^2\alpha; \quad J_{нv} = v_р\alpha/T_v; \quad \dot\gamma_р = \alpha/T_v.$$

Рассматриваемая система уравнений содержит алгебраические уравнения, нелинейные дифференциальные уравнения и линейные дифференциальные уравнения в форме Коши. Дифференциальные уравнения первого порядка можно проинтегрировать на ЭВМ по стандартной программе. Для того чтобы рассматриваемая система отвечала этому условию, при ее записи были введены дополнительные переменные $\zeta = \dot\alpha$ (подробнее см. в разд. 6.7).

Все стандартные программы интегрирования используют результаты работы подпрограмм вычисления производных интегрируемых переменных. Между тем отдельные уравнения системы представляют собой равенства, в которых значения производных не вычисляются, поэтому их надо рассматривать как промежуточные. Порядок следования равенств в рассматриваемой системе отражает функциональную схему на рис. 6.14. Однако для выбора операторов подпрограмм вычисления производных этот порядок неприемлем. Соотношения в рассматри-

ваемой системе необходимо расставить так, чтобы данные, используемые во всех последующих соотношениях, определялись в предыдущих. После такой перестановки равенства рассматриваемой системы являются основой подпрограммы вычисления производных. Стандартная программа интегрирования и подпрограмма вычисления производных составляют основу численного моделирования контуров самонаведения. Для того чтобы начать численное интегрирование, необходимо задать начальные значения всех интегрируемых переменных. Эти значения называются начальными условиями и задаются исходя из удаления и взаимного углового положения ракеты и цели в момент начала самонаведения. Меняя уравнения звеньев контура и повторяя каждый раз заново интегрирование, т. е. повторяя вычислительный эксперимент, можно таким образом изучать влияние звеньев на характеристики всего контура, например на промах. Его значение в каждом эксперименте определяется как минимальное расстояние между ракетой и целью, выявляемое при интегрировании. Достижение этой минимальной дальности можно использовать как условие прекращения численного интегрирования. Рассмотренный подход лежит в основе численного моделирования при проектировании контуров самонаведения.

6.5. Модели радиосредств и помех в контурах самонаведения

В функциональных схемах контуров самонаведения, рассмотренных в разд. 6.4, использована наиболее простая модель пеленгатора в виде линейного безынерционного элемента. Однако при этом невозможно решить большое числа задач, например: определить влияние параметров пеленгатора на характеристики контура в целом, исследовать влияние на контур естественных и организованных помех, действующих на радиопеленгатор. Для решения таких задач требуются более сложные модели радиотехнических измерителей, учитывающие их основные параметры. Варьируя эти параметры, можно оценивать влияние свойств измерителей на контур самонаведения. Такой подход позволяет выбирать параметры измерителей, оптимизирующие характеристики контура самонаведения в целом.

Модели радиотехнических измерителей, предназначенные для использования в составе моделей контуров радиоуправления, должны отвечать требованиям, вытекающим из специфики их применения. Для включения их в состав модели контура

они должны отражать взаимосвязь величин, характеризующих контур в целом, и описывать преобразования информационных параметров, например угла между осью антенны и линией визирования в выходное напряжение пеленгатора.

При моделировании на ЭВМ контура необходимо учитывать специфику моделирования радиоизмерителей. В частности, для системы самонаведения следует использовать численное интегрирование дифференциальных уравнений контура с некоторым шагом Δt. Чем меньше шаг Δt, тем обычно более точной является модель. Но уменьшение шага Δt означает увеличение объема вычислений, что при имитационном моделировании крайне нежелательно. С этой точки зрения шаг дискретизации желательно выбирать исходя из скорости изменения процессов, протекающих в контуре, т. е. $\Delta t = \Delta t_{\text{конт}}$. Поскольку эти процессы значительно медленнее электрических процессов в измерителе, шаг $\Delta t_{\text{конт}}$ для описания процессов преобразования сигналов в измерителе оказывается чрезмерно большим. Иначе говоря, для описания модели измерителя в составе модели контура следует использовать шаг $\Delta t_{\text{конт}}$. Такому условию удовлетворяют модели, в которых ширина спектров всех временных процессов сравнима с эквивалентной шириной полосы контура $\Delta F_э$ (вычисление $\Delta F_э$ для линеаризованных моделей контура рассмотрено в разд. 6.6). Обычно выбирают $\Delta t_{\text{конт}} = 1/(k_{\text{зап}}\Delta F_э)$, где $k_{\text{зап}}$ — коэффициент запаса, в зависимости от требуемой точности равный $k_{\text{зап}} = 5 \ldots 10$.

Когда ширина спектра помехи $G_{\text{пх}}(\omega)$, действующей через измеритель на контур, оказывается существенно больше ширины $\Delta F_э$ частотной характеристики контура $G_{\text{конт}}(\omega)$ (рис. 6.15) и, следовательно, $\Delta t_{\text{конт}} \gg \tau_{\text{кор}}$, где $\tau_{\text{кор}}$ — интервал корреляции помехи, можно предложить способ вычислений с большим шагом $\Delta t_{\text{конт}}$. Если помеха проходит через узкополосное звено с частотной характеристикой, аналогичной показанной на рис. 6.15, *б*, то в спектре помехи важна только та часть, которая сосредоточена вблизи нулевой частоты, т. е. эквивалентная помеха должна сохранять значение спектральной плотности $G_{\text{пх}}(0)$. Вве-

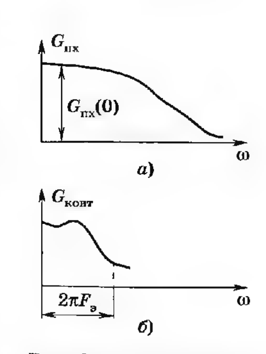


Рис. 6.15. Соотношения между шириной спектра эквивалентной помехи и полосой контура

дение в модель вместо непрерывной помехи дискретных выборок с шагом $\Delta t_{конт}$ приближенно можно считать эквивалентным воздействию на модель последовательности знакопеременных прямоугольных импульсов с длительностями $\Delta t_{конт}$ и случайными независимыми амплитудами (рис. 6.16). Согласно [7] спектральная плотность такой последовательности импульсов на нулевой частоте равна $G_{э\ пх}(0) = \sigma^2_{пх}\Delta t_{конт}$, где $\sigma^2_{пх}$ — дисперсия амплитуд импульсов. Желая сохранить прежнее значение $G_{пх}(0)$, получаем

$$G_{пх}(0) = \sigma^2_{пх}\Delta t_{конт}, \quad (6.17)$$

откуда

$$\sigma^2_{пх} = G_{пх}(0)/\Delta t_{конт}. \quad (6.18)$$

Таким образом, помеху, эквивалентную широкополосной, можно вводить в модель с шагом $\Delta t_{конт}$ в виде независимых чисел с дисперсией (6.18). Такие числа легко генерируются на ЭВМ датчиками псевдослучайных чисел.

Исходные условия разработки моделей измерителей контуров самонаведения столь разнообразны, что не существует общих методов их построения. Как правило, стремятся к совпадению статистических характеристик напряжений на выходе измерителя и эквивалентной ему модели. Модели, отвечающие такому требованию, называют ***статистическими эквивалентами*** [4].

Рассмотрим несколько примеров статистических эквивалентов для некоторых измерителей с учетом действия помех. Все эти примеры можно использовать непосредственно в моделях контуров самонаведения, рассмотренных в разд. 6.4. В первом примере построим статистический эквивалент пеленгатора с учетом помехи, возникающей из-за флуктуаций отраженного от цели сигнала.

На вход антенны пеленгатора поступает сигнал, отраженный от большого числа элементарных участков цели. В процессе полета положение цели и ракеты непрерывно меняется. Вследствие этого отражения от различных участков цели интерферируют, что порождает флуктуации отраженного сигнала. Строго математически описать эти флуктуации очень сложно. Но если размеры цели существенно меньше расстояния до нее, возможны упрощения. В этом случае флуктуации принимаемого сигнала можно разделить на угловые шумы, представляемые случайными флуктуациями направления прихода сигнала, и амплитудные шумы, описываемые флуктуациями амплитуды. С учетом упрощения угловые и амплитудные шумы можно считать независимыми случайными функциями времени.

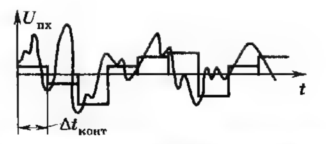


Рис. 6.16. Помеха и порождаемая ею эквивалентная последовательность знакопеременных прямоугольных импульсов

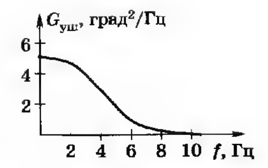


Рис. 6.17. Спектральная плотность угловых шумов

Временные статистические характеристики углового шума $\varepsilon_{уш}(t)$ определяются в основном экспериментально. Его спектральная плотность в области частот, примыкающих к нулю, в первом приближении описывается выражением

$$G_{уш}(0) = k_{уш}(L/r)^2, \quad (6.19)$$

где L — характерный размер цели; $k_{уш}$ — коэффициент пропорциональности, который для разных типов целей может меняться в пределах $k_{уш} = 0{,}15 \dots 0{,}33$ [1].

Выражение (6.19) показывает, что на малых расстояниях r угловые шумы являются одной из причин появления мертвой зоны. На больших дальностях угловые шумы несущественны, и закон их распределения можно считать гауссовским. Спектральная плотность углового шума (см. рис. 6.17) с достаточной точностью аппроксимируется функцией вида

$$G_{уш}(\omega) = G_{уш}(0)(1 + \omega/\Delta\omega_{ш})^{-1}, \quad (6.20)$$

где $\omega = 2\pi f$; $G_{уш}(0)$ — спектральная плотность углового шума на нулевой частоте; $\Delta\omega_{ш}$ — параметр, определяющий ширину спектра угловых флуктуаций.

С помощью алгоритма, описанного в [8], можно смоделировать дискретные выборки $\varepsilon_{уш}(n\Delta t_{конт})$, имитирующие угловой шум с требуемым спектром. Чтобы учесть действие статистического эквивалента пеленгатора, в структурные схемы контуров на рис. 6.12—6.14 надо ввести изменение направления на цель («угловой шум»), суммируя его с углом η так, как это показано на рис. 6.18. На этом рисунке ДУШ — датчик углового шума,

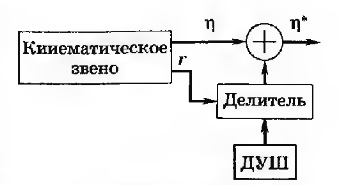


Рис. 6.18. Схема введения углового шума

генерирующий шум со спектральной плотностью, определяемой из (6.19) и (6.20), при условии $r = 1$ м. Если ширина полосы углового шума $\Delta\omega_{ш}/(2\pi) \gg \Delta F_{э}$, то датчик углового шума ДУШ можно заменить датчиком независимых нормальных чисел с дисперсией $G_{уш}(0)/\Delta t_{конт}$.

К амплитудным шумам наиболее чувствительны пеленгаторы с последовательным сравнением принимаемых сигналов: с коническим сканированием, с последовательным переключением диаграмм направленности и т. д. Моноимпульсные пеленгаторы при хорошем отношении сигнал-шум практически нечувствительны к флуктуациям амплитуды принимаемого сигнала [9]. По этой причине современные радиотехнические ГСН, как правило, основаны на моноимпульсных пеленгаторах [3] и, следовательно, в модели не нужно учитывать амплитудный шум. Зависимость выходного напряжения пеленгатора от измеряемого угла полностью определяется пеленгационной характеристикой и в общем случае оказывается нелинейной. При малых углах эта зависимость линеаризуется и описывается коэффициентом передачи $k_{пел}$, как в схемах на рис. 6.10—6.14. Конкретные выражения для пеленгационных характеристик моноимпульсных пеленгаторов различных типов приведены в [9].

Рассмотрим модель пеленгатора, учитывающую влияние некоторых видов организованных помех. Среди этих помех можно выделить наиболее сильно воздействующие: уводящие и прерывистые помехи. Уводящие помехи нарушают работу следящих систем измерения дальности или радиальной скорости. Прерывистая шумовая помеха действует на приемный тракт пеленгатора, охваченный системой автоматического регулирования усиления (АРУ). Для создания уводящей помехи цель переизлучает зондирующий сигнал так, что его задержка или несущая частота плавно уходит от их истинных значений. Поскольку мощность помехи превосходит мощность отраженного сигнала, следящая система приемника ГСН захватывает помеху и отслеживает изменение ее параметров. В результате через некоторое время параметры настройки следящей системы приемника ГСН будут отличаться от параметров, характеризующих отраженный сигнал. В этот момент помеха выключается. На входе приемника ГСН остается только отраженный сигнал, но он не будет восприниматься. Приемник переходит в режим поиска сигнала. В это время управляющая информация отсутствует и контур управления разомкнут. Затем, если система поиска смогла снова захватить отраженный сигнал, уп-



Рис. 6.19. Статистический эквивалент пеленгатора при действии уводящих и прерывистых помех

равляющая информация появляется и снова начинается наведение ракеты иа цель. Но через некоторое время помеха может таким же образом вновь разорвать контур управления [9].

В пеленгаторе с приемником, имеющим АРУ, действие помехи, существенно превосходящей по мощности полезный сигнал, приводит к тому, что АРУ приемника сильно уменьшает его коэффициент усиления. Поскольку АРУ — инерционная система, в течение некоторого времени после выключения помехи полезный сигнал оказывается полностью подавленным и управляющая информация на выходе приемника отсутствует. За это время коэффициент усиления приемника постепенно нарастает и вновь появляется управляющая информация. Если помеху сделать прерывистой, контур управления будет периодически размыкаться.

Перечисленные помехи приводят к статистическому эквиваленту, изображенному на рис. 6.19. Пеленгационная характеристика зависит от типа и параметров пеленгатора, а ключ имитирует действие уводящих и прерывистых помех.

В заключение рассмотрим метод введения в модель контура самонаведения ошибок, вносимых антенным обтекателем, который закрывает антенну ГСН. Эти ошибки в значительной степени определяют точность системы самонаведения [1, 4]. При прохождении радиолуча через антенный обтекатель (рис. 6.20) направление прихода сигнала изменится на угол ν. Зависимость ошибки ν от угла прихода сигнала ε называется ***статической пеленгационной характеристикой*** ν(ε) (рис. 6.21).

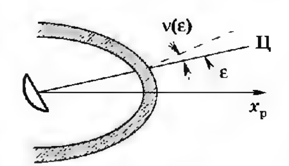


Рис. 6.20. Искажение направления прихода радиолуча антенным обтекателем

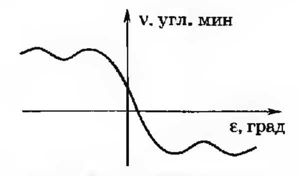


Рис. 6.21. Характерный вид статической пеленгационной характеристики обтекателя

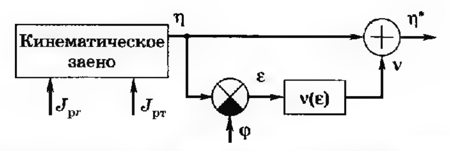


Рис. 6.22. Схема учета искажений, вносимых обтекателем

Конкретный ее вид зависит от поляризации сигнала, и поэтому даже при полной симметрии антенного обтекателя ошибки в разных плоскостях будут различными. Статическая пеленгационная характеристика очень трудно поддается расчету и определяется экспериментальным путем. При моделировании можно полагать, что функция ν(ε) задана. Схема учета ошибок, вносимых обтекателем, показана на рис. 6.22.

6.6. Аналитические методы исследования контуров самонаведения

Наиболее общим показателем качества системы управления при самонаведении является промах. Его статистические характеристики и должны определяться при исследовании контуров самонаведения. Контур в общем случае описывается системой нелинейных, нестационарных дифференциальных уравнений (см. разд. 6.4), общие, аналитические методы решения которых в настоящее время отсутствуют. Поэтому статистические характеристики промаха в полном объеме можно определять лишь с помощью численного моделирования на ЭВМ. Примеры построения систем дифференциальных уравнений, необходимых для такого моделирования, были рассмотрены в разд. 6.4. Однако при численном моделировании для получения общих закономерностей, свойственных анализируемой системе, требуется исследовать огромное число решений задачи при различных условиях наведения ракеты. Изучить все эти варианты на ЭВМ из-за ограниченности вычислительных ресурсов не представляется возможным. Кроме того, для начала моделирования необходимо иметь хотя бы грубые оценки параметров системы самонаведения, при которых процесс самонаведения протекает удовлетворительно. Нецелесообразно, например, начинать вычислять на модели промах, если контур самонаведения неустойчив. Поэтому и важны аналитические методы исследования контуров самонаведения, хотя их использование связано с множеством существенных упрощений и допущений, которые приходится принимать при анализе. Несмотря на приближенный характер, результаты аналитического исследования позволяют качественно оценить наиболее существенные параметры аппаратуры управления и контура, влияющие на точность системы наведения. Они же позволяют получать предварительные оценки параметров контура, необходимые для численного моделирования.

Промах h, возникающий в системе самонаведения, можно определить как текущий промах h_t (см. разд. 6.2), соответствующий окончанию процесса самонаведения, т. е. $h = h_{t\,\text{кн}}$, где $h_{t\,\text{кн}}$ — значение текущего промаха h_t в конце процесса самонаведения. Текущий промах определяется по формуле (6.5) для заданных значений r и v_0. Из (6.5) видно, что h_t определяется изменением во времени угловой скорости вращения линии визирования $\omega_{\text{виз}}$. Аналитическое решение дифференциальных уравнений контура для определения $\omega_{\text{виз}}$ возможно только при условии их линеаризации. Как было показано в разд. 6.2, линеаризация возможна, когда ракета движется на встречном либо догонном курсе. Однако линеаризованные уравнения оказываются нестационарными и их точное аналитическое решение для определения $\omega_{\text{виз}}$ известно лишь для частных случаев. Решение удается получить, когда ГСН и ракета с автопилотом являются безынерционными либо же ГСН совместно с ракетой представляется эквивалентным инерционным звеном [1, 3]. В последнем случае замкнутая форма решения получается лишь для некоторых частных значений параметров контура самонаведения. Для прочих значений решение возможно только в форме бесконечного ряда.

Известен также метод эквивалентных возмущений [4], с помощью которого можно находить точные аналитические решения дифференциального уравнения любого порядка при условии, что оно содержит только один переменный параметр, изменяющийся по линейному закону. На основе линеаризованной структурной схемы контура самонаведения составляется дифференциальное уравнение для комплексной передаточной функции $\Phi_{\text{кс}}(p,\ t)$. При единственном переменном параметре $r(t)$, меняющемся по линейному закону $r(t) = r_0 - v_{\text{сб}}t$, где r_0 — дальность в начале самонаведения, получается диф-

ференциальное уравнение первого порядка. Решив его, находят $\Phi_{кс}(p, t)$, а затем с помощью обратного преобразования Лапласа определяют $h(t)$. Ограничения метода эквивалентных возмущений связаны с громоздкостью получаемых в ряде случаев выражений для $\Phi_{кс}(p, t)$ и трудностями вычисления в связи с этим обратного преобразования Лапласа.

Для аналитического исследования контуров самонаведения будем использовать более простой метод замораживания переменных коэффициентов. Сущность этого метода состоит в том, что при решении дифференциальных уравнений контура коэффициенты, зависящие от времени, полагаются постоянными, а после того как решение получено, «замороженные» ранее коэффициенты вновь получают право изменяться во времени в соответствии со своими законами. В результате такого приема нестационарность уравнений как бы на время исчезает и появляется возможность использовать аппарат анализа линейных стационарных систем. Конечно, точность получаемых при таком подходе решений невысокая, поэтому необходимо указывать границы их применимости.

Исследуем методом замораживания коэффициентов контур пропорционального самонаведения, линеаризованная функциональная схема которого представлена на рис. 6.23. Передаточная функция кинематического звена, входящего в эту схему, вытекает из линеаризованного дифференциального уравнения (6.2). Обозначив $T_{кз} = r/(2v_{сб})$ и $k_{кз} = 1/(2v_{сб})$, уравнение (6.2) перепишем в виде $T_{кз}\dot{\omega}_{виз} - \omega_{виз} = T_{кз}(J_{цт} \quad J_{рт})$, откуда следует передаточная функция кинематического звена на рис. 6.23.

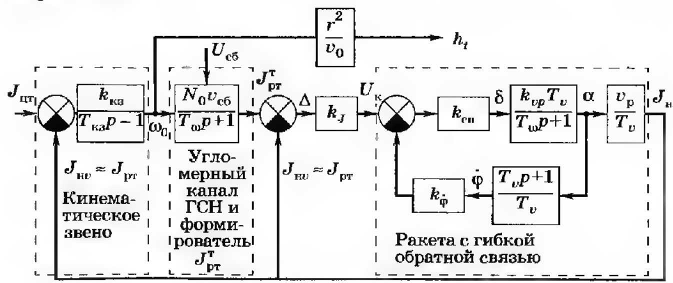


Рис. 6.23. Функциональная схема линеаризованного контура пропорциоиального наведения

Угломерный канал ГСН на рис. 6.23 соответствует угломерному устройству с силовым следящим гироприводом. Его, как это видно из (6.14), можно аппроксимировать инерционным звеном с коэффициентом передачи k_ω и постоянной времени T_ω. Для формирования напряжения команды $U_к$, пропорционального рассогласованию Δ (6.12), необходимо, чтобы коэффициент передачи k_ω был равен коэффициенту передачи k_J датчика ускорения ракеты $J_{нv}$. Равенство этих коэффициентов позволяет представить их так, как это показано на рис. 6.23 — в виде единого блока с коэффициентом передачи k_J.

Модель ракеты на рис. 6.23 представлена в упрощенном виде. Для понижения порядка дифференциального уравнения, описывающего ракету, ее колебательное звено заменено инерционным с передаточной функцией $\Phi_{\delta\alpha}(p) = k_{v_р} T_v/(T_р p + 1)$, где $k_{v_р} = \alpha_\delta/(T_v\omega_0^2)$ и $T_р = 2d/\omega_0$ — коэффициент передачи ракеты по скорости и ее постоянная времени. С учетом того, что колебания угла атаки α часто незначительны, такое упрощение вполне приемлемо [3]. В модели ракеты учтена стабилизирующая обратная связь на основе скоростного гироскопа с коэффициентом передачи $k_{\dot\varphi}$. Для определения текущего промаха h_t угловая скорость вращения линии визирования $\omega_{виз}$ в соответствии с (6.5) умножается на r^2/v_0.

Динамической ошибкой, порождаемой входным воздействием в виде движения цели с ускорением $J_{цт}$, в данном случае является значение текущего промаха в момент окончания процесса самонаведения $h_{t_{кн}}$. Если выходной величиной считать текущий промах h_t, то структурная схема на рис. 6.23 после несложных преобразований приводится к виду, показанному на рис. 6.24, где $\Phi_{ср}(p) = k_{ср}/(T_{ср}p + 1)$ — эквивалентное инерционное звено, характеризующее формирование команды управления $U_к$ и ракету. Оно описывает часть струк-

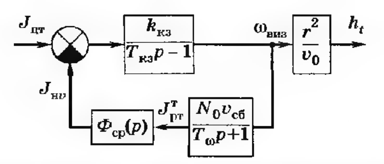


Рис. 6.24. Функциональная схема линеаризованного контура самонаведения для вычисления динамических ошибок

турной схемы на рис. 6.23 от $J_{рт}^{т}$ до $J_{нv}$. Входящие в $\Phi_{ср}(p)$ параметры $k_{ср}$ и $T_{ср}$ задаются следующими выражениями:

$$k_{ср} = \frac{k_{сп} k_{v_р} k_J v_р}{1 + k_{сп} k_{v_р}(k_{\dot\varphi} + k_J v_р)}, \qquad (6.21)$$

$$T_{ср} = \frac{T_р + k_{сп} k_{v_р} k_{\dot\varphi} T_v}{1 + k_{сп} k_{v_р}(k_{\dot\varphi} + k_J v_р)}.$$

Передаточная функция системы на рис. 6.24 имеет вид

$$\Phi_{дин}(p) = \frac{r^2 k_{кз}(T_{ср}p + 1)(T_\omega p + 1)}{v_0(T_{кз}p - 1)(T_{ср}p + 1)(T_\omega p + 1) + k_{кз}k_{ср}N_0 v_{сб}}. \qquad (6.22)$$

Установившееся значение текущего промаха $h_{t_у}$ рассчитывается по формуле (1.29), где $z(t)$ является входным воздействием. Положим, что цель движется с постоянным трансверсальным ускорением $J_{цт}$ = const, тогда в (1.29) $z(t) = J_{цт}$ = const. Коэффициенты b_0, b_1, b_2, входящие в (1.29), вычисляются как коэффициенты разложения $\Phi_{дин}(p)$ в степенной ряд. Поскольку $z(t)$ = const, то нам нужен только коэффициент $b_0 = \Phi_{дин}(0)$. Подставляя в (6.22) $p = 0$ и учитывая, что $v_0 \approx v_{сб}$ и $k_{кз} = 1/(2v_{сб})$, из (1.29) получаем

$$h_{t_у} = (r^2/v_{сб}^2)(J_{цт}/(N_0 k_{ср} - 2)). \qquad (6.23)$$

Поскольку скорость ракеты $v_р$ очень велика и составляет не менее нескольких сотен метров в секунду, выполняется неравенство $1 + k_{сп}k_{v_р}k_{\dot\varphi} \ll k_{сп}k_{v_р}k_J v_р$. Это означает, что согласно (6.21) $k_{ср} \approx 1$. С учетом этого (6.23) переписывается в виде

$$h_{t_у} \approx (r^2/v_{сб}^2)(J_{цт}/(N_0 - 2)).$$

Последнее выражение полностью совпадает с точным решением линеаризованных уравнений контура при $T_\omega = 0$ [3].

Выражение (6.23) получено в предположении, что расстояние r между ракетой и целью является постоянной величиной (замороженным коэффициентом). Вследствие этого (6.23) несправедливо для очень малых значений r, но его можно использовать при условии $r \geqslant r_{мз}$. Здесь $r_{мз}$ — радиус мертвой зоны, определяющий размер конечного участка траектории, где полет ракеты не управляется. Тогда, взяв $r = r_{мз}$ и подставив в (6.23) $r/v_{сб} = \Delta t_{мз}$, где $\Delta t_{мз}$ — время неуправляемого полета ракеты,

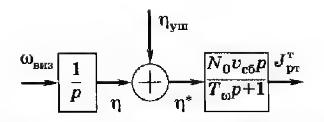


Рис. 6.25. Часть схемы линеаризованного контура пропорционального наведения с учетом углового шума

получим выражение для определения промаха, возникающего из-за динамической ошибки, связанной с ускорением цели:

$$h_{дин} = \Delta t_{мз}^2 J_{цт}/(N_0 k_{ср} - 2). \qquad (6.24)$$

Из (6.24) видно, что для уменьшения $h_{дин}$ требуется уменьшать время неуправляемого полета ракеты $\Delta t_{мз}$.

Вычислим теперь дисперсию промаха D_h, возникающего под воздействием углового шума. При этом будем исходить из того, что ширина спектра углового шума существенно больше эквивалентной полосы контура $\Delta F_э$, поэтому угловой шум можно рассматривать как белый шум со спектральной плотностью $G_{уш}(0)$ на нулевой частоте. В линеаризованном контуре пропорционального наведения в схеме на рис. 6.23 не отражен угол η, с которым согласно рис. 6.18 необходимо суммировать угловой шум. Поэтому модернизируем контур, заменив участок от $\omega_{виз}$ до $J_{рт}^{т}$ на рис. 6.23 структурой, представленной на рис. 6.25. На этом рисунке для получения угла η дополнительно введен интегратор, а угломерный канал представлен в виде дифференцирующего и инерционного звеньев. Последнее вполне согласуется с (6.14). Если входной величиной считать угловой шум $\eta_{уш}$, а выходной — случайный промах $h_{tф}$, то модернизированная функциональная схема линеаризованного контура пропорционального наведения преобразуется к виду, представленному на рис. 6.26. Поскольку вся система линейна и для нее справедлив принцип суперпозиции, то в процессе

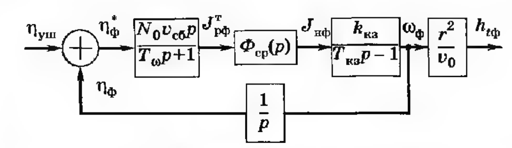


Рис. 6.26. Функциональная схема линеаризованного контура пропорционального наведения для вычисления флуктуационной ошибки промаха

преобразования полагалось $J_{цт} = 0$. В этой схеме ускорения $J^{т}_{рт}$ и $J_{нv}$ заменены их флуктуационными составляющими $J^{т}_{рф}$ и $J_{нф}$. Как и ранее, на рис. 6.26 $\Phi_{ср}(p) = k_{ср}/(T_{ср} + 1)$ — эквивалентное инерционное звено, описывающее часть структурной схемы на рис. 6.23 от $J^{т}_{рт}$ до $J_{нv}$; $k_{ср}$ и $T_{ср}$ задаются выражениями (6.21).

Используемый принцип замораживания позволяет определять дисперсию текущего промаха $D_{h_{tф}}$ как дисперсию процесса на выходе линейной стационарной системы, описываемой структурной схемой на рис. 6.26:

$$D_{h_{tф}} = \frac{r^4}{v_0^2} G_{уш}(0) \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |\Phi_\omega(j\omega)|^2 d\omega, \qquad (6.25)$$

где $\Phi_\omega(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи замкнутого контура, входом которого является величина $\eta_{уш}$, а выходом $\omega_ф$. Соответствующее выражение имеет вид

$$\Phi_\omega(j\omega) = -\frac{N_0 v_{сб} k_{ср} k_{кз} j\omega}{j\omega(T_\omega j\omega + 1)(T_{ср} j\omega + 1)(T_{кз} j\omega - 1) + N_0 v_{сб} k_{ср} k_{кз}}. \qquad (6.26)$$

Интегрирование столь сложного выражения вызывает большие трудности. Поэтому его целесообразно упростить. Как уже отмечалось, большое значение скорости ракеты позволяет считать $k_{ср} \approx 1$. Из (6.21) видно, что по той же причине можно принять $T_{ср} \approx 0$, т. е. ракету, охваченную жесткой обратной связью по $J_{нv}$ на рис. 6.23, можно считать безынерционным звеном. Аналогичный вывод получен в разд. 6.2. Интегрирование квадрата модуля (6.26) при $k_{ср} = 1$ и $T_{ср} = 0$ после подстановки в (6.25) дает следующий результат [3]:

$$D_{h_{tф}} = N_0^2 r^4 G_{уш}(0)/[16 v_0^2 T_{кз} T_\omega (T_{кз} - T_\omega)]. \qquad (6.27)$$

В соответствии с принципом замораживания после получения выражения для $D_{h_{tф}}$ полагаем, что r, а значит, $T_{кз}$ и $G_{уш}(0)$ являются функциями времени. Расстояние r линейно уменьшается во времени, $T_{кз} = r/(2v_{сб})$. Если ввести понятие $G_{уш1(\omega)}$ — спектральной плотности углового шума на единичном расстоянии, то (6.19) можно переписать в виде $G_{уш}(0) = G_{уш1}(0) r_б^{-2}$, где $r_б$ — безразмерная величина, численно равная r. Теперь в (6.27) можно заменить все величины, зависящие от времени, их значениями, соответствующими моменту окончания управления, и учесть, что $v_0 \approx v_{сб}$. Тогда получим выражение для дисперсии промаха

$$D_{h_{tф}} = N_0^2 \Delta t_{мз} G_{уш_1}(0)/[8T_\omega(\Delta t_{мз}/2 - T_\omega)], \qquad (6.28)$$

где $\Delta t_{мз}$ — как и ранее, время прохождения ракетой неуправляемого участка полета. Если неуправляемый участок велик, то $\Delta t_{мз} \gg T_\omega$ и тогда (6.28) преобразуется к виду

$$D_{h_{tф}} = N_0^2 G_{уш_1}(0)/(4T_\omega). \qquad (6.29)$$

Из (6.28) или (6.29) видно, что дисперсия промаха падает с уменьшением навигационной постоянной N_0, но, как следует из (6.24), при этом увеличивается динамическая ошибка $h_{дин}$. Время неуправляемого полета обычно слабо влияет на дисперсию промаха. Однако устремление $\Delta t_{мз}/2$ к T_ω приводит к резкому увеличению дисперсии промаха. Последнее обстоятельство связано с приближением контура самонаведения к неустойчивому состоянию [3].

Принцип «замораживания» переменных коэффициентов не всегда допустим при определении дисперсии промаха ракет. Как показывает исследование, проведенное в [4], для инерционной ракеты и безынерционной ГСН статистические характеристики промаха, полученные методом эквивалентных возмущений и методом «замораживания», оказываются близкими только при выполнении следующих двух неравенств: $r_{мз}/v_{сб} = \Delta t_{мз} \geqslant 0{,}25$ с, $T_{ср} < 0{,}2 \dots 4$ с.

В заключение найдем эквивалентную ширину полосы контура самонаведения $\Delta F_э$. Передаточная функция замкнутого контура (рис. 6.26) от точки входа $\eta_{уш}$ до точки выхода $\eta_ф$ с учетом $k_{ср} \approx 1$ и $T_{ср} = 0$ имеет вид

$$\Phi_{\Delta F}(p) = -\frac{N_0 v_{сб} k_{кз}}{T_{кз} T_\omega p^2 + (T_{кз} - T_\omega)p + N_0 v_{сб} k_{кз} - 1}. \qquad (6.30)$$

Шумовая полоса находится с помощью выражения

$$\Delta F_э = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |\Phi_{\Delta F}(j\omega)|^2 d\omega. \qquad (6.31)$$

Заменяя в (6.30) p на $j\omega$ и подставляя в (6.31), получаем

$$\Delta F_э = N_0^2/[8(T_{кз} - T_\omega)(N_0 - 2)]. \qquad (6.32)$$

Учитывая, что на большей части траектории $T_{кз} = r/(2v_{сб}) \gg T_\omega$, при $N_0 = 3$ имеем $\Delta F_э \approx 9/(8T_{кз}) \approx 1/T_{кз}$.

Таким образом, на большей части траектории эквивалентная полоса контура пропорционального наведения определяется в основном кинематическим звеном. Постоянная времени контура $T_к = 1/\Delta F_э$ изменяется пропорционально времени, остающемуся до конца процесса наведения $r/v_{сб}$. Наименьшей инерционностью контур обладает в конце процесса наведения.

Отметим, что формулы (6.27)—(6.32) получены на основе выражения (6.26) в предположении безынерционности ракеты, т. е. при $T_{ср} \approx 0$. Такое предположение было сделано ради упрощения. С неменьшим основанием можно полагать, что безынерционным является угломерный канал ГСН, т. е. $T_\omega \approx 0$, и учесть инерционность ракеты $T_{ср} \neq 0$. Нетрудно видеть, что выражения (6.27)—(6.32) и в этом случае справедливы при условии замены в них T_ω на $T_{ср}$.

В заключение напомним, что все выводы, сделанные в данном разделе, получены на основе линеаризации и замораживания переменных параметров и во многом носят качественный характер.

6.7. Моделирование контура самонаведения

Для моделирования на ЭВМ контуров самонаведения, рассмотренных в разд. 6.4, необходимо знать численные значения параметров звеньев, из которых этот контур состоит. На начальном этапе проектирования системы самонаведения известными обычно являются только самые общие параметры звеньев контура, такие как: N_0 — навигационный коэффициент, A — навигационная константа, T_v — постоянная времени ракеты, ω_0 — частота собственных колебаний ракеты, d — коэффициент демпфирования колебаний ракеты, $r_{мз}$ — размер мертвой зоны управления.

Значение навигационного коэффициента $N_0 = 3...5$ [3]. Навигационная константа $A = 3...10$ [4]. Постоянная времени ракеты T_v в зависимости от ее массы, скорости и аэродинамических характеристик изменяется от нескольких секунд до долей секунды. Частота собственных колебаний $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ может лежать в диапазоне от единиц до 6...18 Гц. Коэффициент демпфирования колебаний ракеты d обычно мал и составляет около 0,1...0,3 [4]. Размер мертвой зоны лежит в пределах от 50...70 до 300...500 м [4].

Помимо перечисленных параметров в дифференциальные уравнения контуров входят коэффициенты обратных связей в автопилоте, коэффициенты обратных связей в угломерном канале ГСН и т. д. Большинство этих параметров на начальном этапе проектирования неизвестно. Для преодоления этих трудностей можно использовать следующий подход. Будем полагать, что все звенья контура сконструированы специалистами в соответствующих областях достаточно «хорошо». Это означает, например, что угломерный канал ГСН, обязанный формировать сигнал, пропорциональный угловой скорости вращения линии визирования, в пределах полосы частот контура имеет частотную характеристику дифференцирующего звена. Обратные связи в автопилоте ракеты подобраны таким образом, что ее частотная характеристика становится достаточно широкой, и т. д. При таком подходе можно перейти к некоторой эквивалентной функциональной схеме, в которой изменения геометрических величин, характеризующих движение цели и ракеты, будут такими же, как и в исходной функциональной схеме. Параметры линейных звеньев эквивалентной схемы могут быть рассчитаны исходя из заданных значений общих параметров, перечисленных в начале раздела. Тогда моделирование на ЭВМ контура самонаведения можно будет проводить на основе такой эквивалентной функциональной схемы.

Конечно, предлагаемый подход позволяет оценить параметры эквивалеитной функциональной схемы лишь приближенно. Но этого достаточно, чтобы начать моделирование. В процессе же моделирования параметры можно уточнять, подбирая такие значения, при которых характеристики контура улучшаются.

Проиллюстрируем предлагаемый подход на примере разработки имитационных моделей контуров пропорционального наведения.

Рассмотрим вначале ***модель контура с угломерным устройством ГСН с силовым следящим гироприводом*** (см. рис. 6.10). В модели учтем искажения направления прихода радиолуча антенным обтекателем. Пеленгационную характеристику зададим функцией $U_{\Delta\varepsilon} = f_{пел}(\Delta\varepsilon)$. Конкретный вид функции $U_{\Delta\varepsilon} = f_{пел}(\Delta\varepsilon)$ для всех типов моноимпульсных пеленгаторов можно найти в [9]. Схема контура с таким типом угломерного устройства была ранее рассмотрена и показана на рис 6.13. Однако в ней не учтены искажения направления прихода радиолуча антенным обтекателем, которые необходимо ввести в соответствии со схемой на рис. 6.22. Блок с коэффициентом

передачи $k_{\text{пел}}$ необходимо заменить безынерционным функциональным преобразованием $U_{\Delta\varepsilon} = f_{\text{пел}}(\Delta\varepsilon)$. При этом крутизна пеленгационной характеристики в точке $\Delta\varepsilon = 0$ совпадает с коэффициентом $k_{\text{пел}}$.

Как видно из схемы на рис. 6.13, имеется большое число величин $k_{\text{пел}}$, $k_{\text{дв}}$, $H_{\text{г}}$, k_J, a_δ, $k_{\text{сп}}$, $k_{\dot\varphi}$, без знания которых непосредственное имитационное моделирование рассматриваемого контура невозможно.

Покажем, как можно перейти к эквивалентной схеме, параметры которой рассчитываются из знаний общих параметров. Часть функциональной схемы на рис. 6.13 является линейной, поэтому в ней допустимо перемещение некоторых коэффициентов. Переместим коэффициенты $k_{\text{пел}}$, k_J, $k_{\dot\varphi}$ и преобразуем схему так, как это показано на рис. 6.27, где $f^{\text{н}}_{\text{пел}}(\Delta\varepsilon) = f_{\text{пел}}(\Delta\varepsilon)/k_{\text{пел}}$ и $U^{\text{н}}_{\Delta\varepsilon}$ — нормированная пеленгационная характеристика и нормированное напряжение на выходе пеленгатора.

Значения относительных коэффициентов k_1, k_2, k_3, k_4, показанных на эквивалентной функциональной схеме на рис. 6.27,

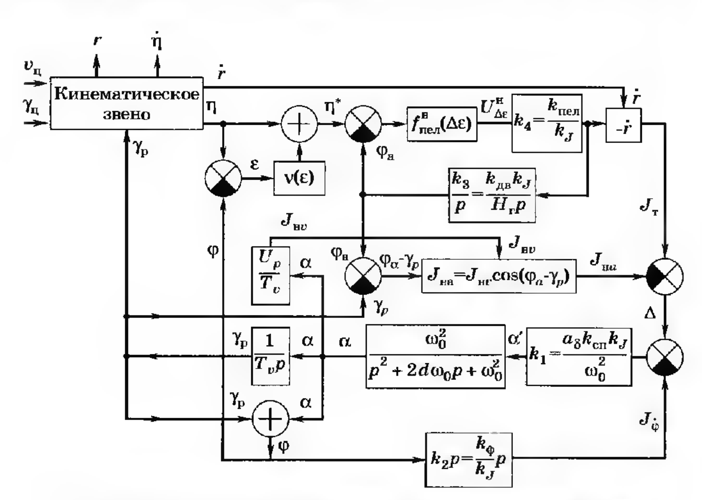


Рис. 6.27. Эквивалентная функциональная схема контура пропорционального наведения с угломерным устройством с силовым следящим гироприводом

могут быть найдены, если заданы общие параметры контура, перечисленные в начале раздела. Обратная связь в автопилоте ракеты на основе скоростного гироскопа (разд. 1.3.3) позволяет обеспечивать оптимальный коэффициент демпфирования ракеты $d_{\text{опт}} = 0{,}5\ldots0{,}7$. Эта обратная связь не изменяет функциональную схему ракеты и приводит лишь к изменению частоты $\omega_{\text{ар}}$ и коэффициента демпфирования $d_{\text{ар}}$ колебательного звена:

$$\omega_{\text{ар}} = (\omega_0^2 + a_\delta k_{\text{сп}} k_{\dot\varphi}/T_\upsilon)^{0,5}, \qquad (6.33)$$

$$d_{\text{ар}} = (2d\omega_0 + a_\delta k_{\text{сп}} k_{\dot\varphi})/(2\omega_{\text{ар}}). \qquad (6.34)$$

Полагая $d_{\text{ар}} = d_{\text{опт}}$, из (6.34) получаем

$$a_\delta k_{\text{сп}} k_{\dot\varphi} = 2d^2_{\text{опт}}/T_\upsilon - 2d\omega_0 + 2[d^2_{\text{опт}}(d^2_{\text{опт}}/T_\upsilon^2 + \omega_0^2) - 2d\omega_0 d^2_{\text{опт}}/T_\upsilon^2]^{0,5} = c. \qquad (6.35)$$

Для удобства дальнейшего использования правая часть (6.35) обозначена через c. Эту величину нетрудно вычислить для заданных значений параметров, перечисленных в начале раздела, и $d_{\text{опт}}$. Угломерный канал ГСН должен быть настолько широкополосным, чтобы в пределах полосы контура его выходное напряжение было пропорциональным производной $\dot\eta$. Для этого требуется выполнение условия

$$1/T_\omega \gg \Delta F, \qquad (6.36)$$

где $T_\omega = H_{\text{г}}/(k_{\text{дв}} k_{\text{пел}})$ — постоянная времени инерционного звена, входящего в состав передаточной функции угломерного устройства со следящим гироприводом (6.14), $\Delta F_{\text{э}}$ — эквивалентная полоса контура, определяемая выражением (6.32). Широкополосность угломерного канала означает, что его инерционность мала и ею можно пренебречь по сравнению с инерционностью ракеты. Как отмечалось в разд. 6.6, в этом случае в (6.32) вместо T_ω надо подставить $T_{\text{ср}}$:

$$\Delta F_{\text{э}} = N_0^2/[8(T_{\text{кз}} - T_{\text{ср}})(N_0 - 2)]. \qquad (6.37)$$

Значение $T_{\text{ср}}$ вычисляется по формуле (6.21) и является постоянной времени эквивалентного инерционного звена, описывающего устройство формирования команды управления $U_{\text{к}}$ и ракету. Значение $T_{\text{кз}} = r/(2\upsilon_{\text{сб}})$ зависит от времени и уменьшается по мере сближения с целью.

Среди основных причин, приводящих к возникновению мертвой зоны управления, можно указать на такие, как нарушение устойчивости контура управления и нарушение нормальной работы измерителей на малых расстояниях до цели. Из анализа линеаризованного контура пропорционального наведения при $T_\omega \ll T_{ср}$ [3] следует, что контур сохраняет устойчивость при $T_{кз} > T_{ср}$. Как видно из (6.37), по мере приближения $T_{кз}$ к $T_{ср}$ полоса контура $\Delta F_э$ стремится к бесконечности и наступает момент, когда условие (6.36) не может быть выполнено. Иначе говоря, помимо нарушения устойчивости быстродействие измерительной системы оказывается недостаточным для поддержания напряжения на выходе, требуемого для формирования команды управления. В пределах точности излагаемого метода можно считать, что в момент времени пересечения границы мертвой зоны выполняется условие

$$T_{кз}^{мз} = k_{мз} T_{ср}, \tag{6.38}$$

где коэффициент $k_{мз} \approx 3...5$. С другой стороны $T_{кз}^{мз} = r_{мз}/(2v_{сб})$. Отсюда находим

$$T_{ср} = r_{мз}/(2v_{сб}k_{мз}). \tag{6.39}$$

Подставляя (6.39) в (6.37) и учитывая (6.38), рассчитываем максимальную ширину полосы контура, которая соответствует моменту прохождения ракетой границы мертвой зоны:

$$\Delta F_э^{мз} = \frac{N_0^2 v_{сб} k_{мз}}{4(k_{мз} - 1)(N_0 - 2)}. \tag{6.40}$$

Из (6.21) с учетом (6.35) и обозначений для $T_р$ и $T_{vр}$ получаем

$$T_{ср} = \frac{2dT_v\omega_0 + cT_v}{T_v\omega_0^2 + c + ak_{сп}k_J v_р}. \tag{6.41}$$

Из (6.41) с учетом (6.39) следует выражение для первого нормированного коэффиента на схеме рис. 6.27:

$$k_1 = \frac{a_\delta k_{сп} k_J}{\omega_0^2} = \frac{2v_{сб}k_{мз}(2dT_v\omega_0 + cT_v)}{r_{мз}v_р\omega_0^2} - \frac{T_v}{v_р} - \frac{c}{v_р\omega_0^2}. \tag{6.42}$$

Если теперь (6.35) разделить на (6.42), то из частного легко получить выражение для вычисления второго нормированного коэффициента:

$$k_2 = \frac{k_\phi}{k_J} = \frac{c}{k_1\omega_0^2}. \tag{6.43}$$

Нетрудно показать, что коэффициент передачи участка схемы на рис. 6.13 от $U_т$ до $J_{нв}$ на нулевой частоте в линейном приближении

$$k_т = \frac{a_\delta k_{сп} v_р}{\omega_0^2 T_v + a_\delta k_{сп} k_{\dot\varphi} + a_\delta k_{сп} v_р k_J} = \frac{a_\delta k_{сп} v_р}{\omega_0^2 T_v + c + k_1\omega_0^2 v_р}. \tag{6.44}$$

Из (6.14) видно, что на нулевой частоте коэффициент передачи угломерного канала ГСН $k_{ук} = k_\omega = H_г/k_{дв}$. В соответствии с методом пропорционального наведения должно выполняться условие $k_{ук}k_т = N_0$. С учетом (6.44) получаем

$$\frac{H_г a_\delta k_{сп} v_р}{k_{дв}(\omega_0^2 T_v + c + k_1\omega_0^2 v_р)} = N_0. \tag{6.45}$$

Из (6.45) следует

$$\frac{H_г}{k_{дв}} a_\delta k_{сп} = N_0(\omega_0^2 T_v + c + k_1\omega_0^2 v_р)/v_р. \tag{6.46}$$

Разделив (6.46) на значение $a_\delta k_{сп} k_J$, полученное из (6.42), находим выражение для вычисления третьего нормированного коэффициента:

$$k_3 = \frac{k_{дв}k_J}{H_г} = \frac{v_р k_1 \omega_0^2}{N_0(\omega_0^2 T_v + c + k_1\omega_0^2 v_р)}. \tag{6.47}$$

Далее будем полагать, что знак $\gg$ в (6.36) означает «больше в 10 раз», т. е. $1/T_\omega = 10\Delta F_э$. Разделив это равенство на (6.47), с учетом (6.14) получаем выражение для вычисления четвертого нормированного коэффициента:

$$k_4 = \frac{k_{пел}}{k_J} = \frac{10\Delta F_э}{k_3}. \tag{6.48}$$

Нетрудно видеть, что все нормированные коэффициенты схемы рис. 6.27 зависят только от общих параметров, перечисленных в начале раздела.

Рассмотрим теперь ***модель контура с угломерным устройством ГСН со скоростной стабилизацией*** (см. рис. 6.11). В модели учтем угловые шумы. Схема контура с таким типом угломерного устройства была ранее рассмотрена и показана на рис. 6.14. Однако в ней не учтены угловые шумы, которые необходимо ввести в соответствии со схемой на рис. 6.18.

Выражения для передаточных функций $\Phi_и(p)$ и $\Phi_{пр}(p)$, используемых в модели угломерного устройства, заимствованы из разд. 6.3, где это устройство было описано. Как видно из схемы на рис. 6.14 и соответствующей ей системы дифферен-

Из (6.52) следует

$$k_{\text{сг}} a_\delta k_{\text{сп}} = N_0(\omega_0^2 T_v + c + k_1 \omega_0^2 v_{\text{р}})/v_{\text{р}}. \qquad (6.53)$$

Разделив (6.53) на значение $a_\delta k_{\text{сп}} k_J$, полученное из (6.42), находим выражение для отношения

$$a = \frac{k_{\text{сг}}}{k_J} = \frac{N_0(\omega_0^2 T_v + c + k_1 \omega_0^2 v_{\text{р}})}{k_1 \omega_0^2 v_{\text{р}}}. \qquad (6.54)$$

Далее будем полагать, что знак $\gg$ в (6.50) и (6.51) означает «больше в 10 раз». Тогда с учетом (6.49) из (6.50) и (6.51) получаем

$$k_{\text{и}} = 20\pi \Delta F_{\text{э}}^{\text{мз}}, \qquad (6.55)$$

$$\frac{k_{\text{пел}} k_{\text{и}}}{k_{\text{сг}}} = 400\pi^2 (\Delta F_{\text{э}}^{\text{мз}})^2, \qquad (6.56)$$

где $\Delta F_{\text{э}}^{\text{мз}}$ вычисляется по формуле (6.40). Учитывая (6.54), из (6.56) находим третий нормированный коэффициент на схеме рис. 6.28:

$$k_3 = \frac{k_{\text{пел}} k_{\text{и}}}{k_J} = 400 a \pi^2 (\Delta F_{\text{э}}^{\text{мз}})^2. \qquad (6.57)$$

Принимая во внимание условие (6.49), из (6.54) нетрудно вычислить четвертый нормированный коэффициент:

$$k_4 = k_{\text{пр}} k_J = 100/a. \qquad (6.58)$$

Подставляя (6.55) в (6.57), определяем пятый нормированный коэффициент:

$$k_5 = k_{\text{пел}}/k_J = 20 a \pi \Delta F_{\text{э}}^{\text{мз}}. \qquad (6.59)$$

С учетом (6.49) находим шестой и седьмой нормированные коэффициенты схемы рис. 6.28:

$$k_6 = \frac{k_{\text{сг}} k_{\text{пр}}}{1 + k_{\text{сг}} k_{\text{пр}}} = \frac{100}{101} \approx 1, \qquad (6.60)$$

$$k_7 = \frac{1}{k_{\text{сг}} k_{\text{пр}}} = 0{,}1. \qquad (6.61)$$

Нетрудно видеть, что все нормированные коэффициенты схемы рис. 6.28 зависят только от общих параметров, перечисленных в начале раздела.

Дифференциальные уравнения, соответствующие эквивалентным схемам на рис. 6.27 и 6.28, записываются так же, как для обычных схем (см., например, систему дифференциальных уравнений в разд. 6.4).

Используя предложенный подход, можно найти эквивалентные функциональные схемы и выражения для вычисления их нормированных коэффициентов для произвольного контура самонаведения. Это позволяет построить имитационную модель контура уже на начальном этапе проектирования.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте классификацию систем самонаведения:
   а) по месту расположения источника электромагнитного излучения;
   б) в зависимости от диапазона используемых электромагнитных волн;
   в) по применяемым кинематическим методам наведения.
2. Укажите назначение и опишите функции, выполняемые головкой самонаведения.
3. Укажите основные упрощения и допущения, принимаемые при описании контура самонаведения, позволяющие использовать методы теории оптимального управления.
4. Определите понятие текущего промаха. Каким показателем оценивается точность самонаведения?
5. Каков критерий оптимальности пропорционального наведения и при каких условиях пропорциональное наведение является оптимальным?
6. Почему в реальных системах самонаведения используют правило формирования команд управления, отличное от теоретического?
7. Перечислите основные методы наведения, применяемые для поражения малоподвижных и быстродвижущихся целей.
8. Перечислите основные типы угломерных каналов ГСН, используемых при различных способах наведения. Сравните их между собой.
9. Составьте функциональную схему контура самонаведения по кривой погони, если в угломерном канале ГСН используется силовой флюгер. Запишите соответствующую систему дифференциальных уравнений.
10. Перечислите основные требования, которым должны удовлетворять модели радиосредств в контурах самонаведения.
11. Опишите основные упрощения, принимаемые при вычислении установившейся динамической ошибки промаха при использовании метода замораживания коэффициентов.
12. Опишите основные факторы, влияющие на динамическую ошибку промаха.
13. Опишите основные факторы, влияющие на значение дисперсии промаха, возникающего вследствие действия углового шума.
14. Чем определяется инерционность контура самонаведения на большей части траектории сближения с целью? Как можно вычислить эквивалентную ширину полосы контура?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Кринецкий Е.И.* Системы самонаведения. — М.: Машиностроение, 1970.

2. *Максимов М. В., Горгонов Г. И.* Радиоуправление ракетами. — М.: Сов. радио, 1964.

3. *Максимов М. В., Горгонов Г. И.* Радиоэлектронные системы самонаведения. — М.: Радио и связь, 1982.

4. Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами/Под ред. *Л. С. Гуткина.* — М.: Сов. радио, 1968.

5. *Бронштейн П. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике. — М.: Наука, 1981.

6. *Козелкин В. В., Усольцев Н. Ф.* Основы инфракрасной техники. — М.: Машиностроение, 1985.

7. *Верезин Л. В., Вейцель В. А.* Теория и проектирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1977.

8. *Быков В. В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971.

9. *Леонов А. И., Фомичев К. И.* Моноимпульсная радиолокация. — М.: Радио и связь, 1984.

10. *Меркулов В. И., Лепин В. Н.* Авиационные системы радиоуправления. — М.: Радио и связь, 1997.

Глава 7

Системы автономного радиоуправления

7.1. Принципы, виды и области применения автономного радиоуправления

В разделе 1.2.2 дано определение автономного радиоуправления (АР) и указана возможность его реализации с помощью автономных и полуавтономных радиосистем, оценивающих компоненты вектора состояния λ_0 управляемого ЛА.

Рассмотрим системы АР с полной автономностью, т. е. не использующие внешние радиосредства (маяки, ретрансляторы). В этом случае информация о λ_0 извлекается из радиосигналов, отражаемых или излучаемых естественными радиоориентирами, например подстилающей поверхностью. В первом случае на борту ЛА используется активная автономная радиосистема (АРС) с пассивным ответом, а во втором — пассивная АРС [1, 2]. Далее будем использовать опорную систему координат $Ox_{оп}y_{оп}z_{оп}$, у которой плоскость $Ox_{оп}y_{оп}$ связана со средним горизонтальным уровнем подстилающей поверхности, а также бортовую систему координат $Ox_{об}y_{об}z_{об}$, связанную со строительными осями ЛА (см. гл. 1).

Активные АРС по сравнению с пассивными более универсальны, они позволяют измерять компоненты вектора состояния $\lambda_{01} \subset \lambda_0$, такие, как вектор скорости ЛА $\mathbf{v}_0$, высоту полета H_0 относительно горизонтального среднего уровня поверхности (или рельефа), совокупность углов ориентации ЛА α_0, координаты x_0, y_0 его местоположения в горизонтальной плоскости. Для этих измерений применяют доплеровский измеритель скорости (ДИС), радиовысотомер (РВ) или радиодальномер (РД), радиовертикант (РВТ), бортовую РЛС и другие АРС. В пассивных АРС получают радиотепловую карту местности [2], по которой определяются координаты x_0, y_0. В зависимости от используемых измерительных радиосистем выделяют доплеровскую, радиовысотомерную (дальномерную), радиолокационную активную или пассивную и другие системы АР.

циальных уравнений, имеется большое число величин $k_{пел}$, $k_и$, $k_{сг}$, $k_{пр}$, k_J, a_δ, $k_{сп}$, $k_{\dot\varphi}$, без знания которых непосредственное имитационное моделирование рассматриваемого контура невозможно. Покажем, как можно перейти к эквивалентной схеме, параметры которой рассчитываются из значений общих параметров. Часть функциональной схемы на рис. 6.14 является линейной, поэтому в ней допустимо перемещение некоторых коэффициентов. Переместим коэффициенты $k_{пел}$, k_J, a_δ и преобразуем схему так, как это показано на рис. 6.28.

Дополнительно в эквивалентную схему на рис. 6.28 внесены структурные изменения, позволяющие преодолеть трудности интегрирования системы исходных дифференциальных уравнений, соответствующих рис. 6.14. При этом для вычисления производной $\dot\alpha_в$ необходимо найти значение $U_а$, которое само выражается через $\dot\alpha_а$. Заметим, что угол $\varphi_а$ на исходной схеме рис. 6.14 вначале дифференцируется, а затем после введения в контур слежения антенны интегрируется. Это означает, что обратную связь по углу $\varphi_в$ в ГСН на эквивалентной схеме можно исключить, а ее стабилизирующее дей-

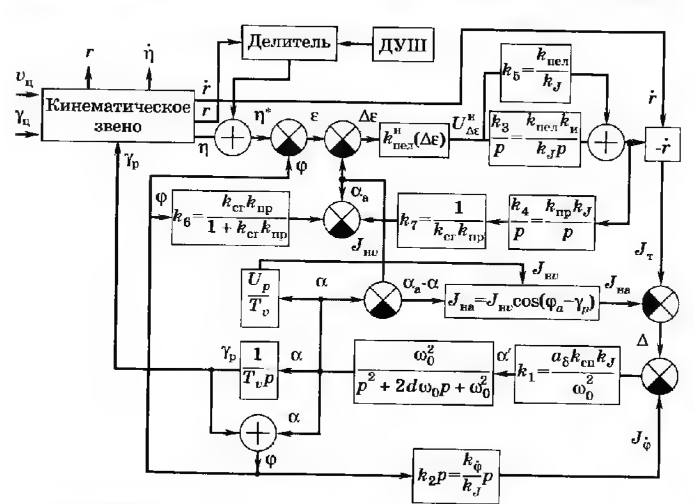


Рис. 6.28. Эквивалентная функциональная схема контура пропорционального наведения с угломерным устройством со скоростной стабилизацией

ствие учесть введением в контур слежения антенны угла φ так, как это показано на рис. 6.28. Все остальные изменения в эквивалентной функциональной схеме на рис. 6.28 аналогичны изменениям, сделанным в схеме на рис. 6.27.

Расчет относительных коэффициентов k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6, k_7, показанных на эквивалентной функциональной схеме рис. 6.28, аналогичен расчету таких же коэффициентов схемы рис. 6.27. Поэтому далее рассмотрим только отличия, порождаемые использованием иного типа угломерного устройства. Как отмечалось в разд. 6.3, для успешной работы угломерного устройства со скоростной стабилизацией (см. рис. 6.11) требуется выполнение условий

$$k_{сг}k_{пр} \approx 100, \tag{6.49}$$

$$k_и/(2\pi) \gg \Delta F_э, \tag{6.50}$$

$$[k_{пел}k_и k_{пр}/(1 + k_{сг}k_{пр})]^{0,5}/(2\pi) \gg \Delta F_э, \tag{6.51}$$

где $\Delta F_э$ — эквивалентная полоса контура, определяемая выражением (6.32).

Первое условие (6.49) обеспечивает хорошую развязку измерителя от угловых колебаний корпуса ракеты. Два других условия означают, что угломерный канал ГСН должен быть настолько широкополосным, чтобы в пределах полосы контура его входное напряжение было пропорциональным производной $\dot\eta$. Широкополосность угломерного канала означает, что его инерционность мала и ею можно пренебречь по сравнению с инерционностью ракеты. Как отмечалось в разд. 6.6, в этом случае в (6.32) вместо T_ω надо подставить $T_{ср}$ и тогда становится справедливым выражение (6.37), использованное ранее для расчета относительных коэффициентов схемы рис. 6.27. Отсюда получаем, что вычисление коэффициентов k_1 и k_2 схемы рис. 6.28 может осуществляться по формулам (6.42) и (6.43).

Модели ракеты на рис. 6.13 и 6.14 одинаковы. Поэтому коэффициент передачи участка схемы на рис. 6.14 от $U_т$ до $J_{нv}$ на нулевой частоте в линейном приближении описывается формулой (6.44). Из (6.15) видно, что на нулевой частоте коэффициент передачи угломерного канала ГСН со скоростной стабилизацией $k_{ук} = (1 + k_{сг}k_{пр})/k_{пр}$. С учетом (6.49) $k_{ук} \approx k_{сг}$.

В соответствии с методом пропорционального наведения должно выполняться условие $k_{ук}k_т = N_0$. С учетом (6.44) получаем

$$\frac{k_{сг}a_\delta k_{сп}v_р}{\omega_0^2 T_v + c + k_1\omega_0^2 v_р} = N_0, \tag{6.52}$$

где c вычисляется по формуле (6.35).

На конечном участке маршрута пилотируемых ЛА можно использовать автоматизированный режим, когда пилот на основе распознавания радиолокационных образов местности уточняет координаты x_0, y_0.

При наведении беспилотных ЛА по геофизическим полям используют корреляционно-экстремальную навигационную систему (КЭНС), которая автоматически определяет x_0, y_0 в результате сравнения полученного и эталонного образов радиоориентира и определения максимума их взаимной корреляции. Естественно, такая обработка усложняет систему автономного радиоуправления, но повышает точность наведения по сравнению с доплеровско-инерциальной.

При автономном радиоуправлении КА в принципе возможно измерение отдельных координат также с помощью ДИС, РВ и других АРС. По измеренным координатам можно скорректировать припланетную орбиту КА и его траекторию на конечном (терминальном) участке. Поскольку активные АРС работают по сигналам, отраженным поверхностью планеты, то их точность зависит от высоты полета КА и не всегда удовлетворяет предъявляемым требованиям. Поэтому для орбитальных систем более эффективны полуавтономные радиосистемы с радиомаяками. Автономное радиоуправление КА на основе РВ и ДИС применяют на этапе мягкой посадки на поверхность небесных тел, когда использование других систем радиоуправления практически невозможно.

Системы автономного радиоуправления имеют существенные преимущества по сравнению с другими системами радиоуправления. Они заключаются в том, что АРС могут работать независимо от пункта управления и на любых расстояниях от места старта. Они обладают высокой скрытностью работы и, как следствие, повышенной помехозащищенностью, так как излучаемый радиосигнал не взаимодействует с объектом наведения.

Однако для систем автономного радиоуправления характерен ряд ограничений и недостатков. Во-первых, они могут использоваться только при наведении на неподвижные цели или на цели с точно прогнозируемыми координатами, которые заранее можно записать в ЗУ в системе координат, связанной с радиоориентирами. Во-вторых, для работы АРС требуется не просто отражающая поверхность, а наличие на ней выраженных геометрических или радиояркостных образов. Эти образы должны быть стабильны и заранее известны. Такое требование снижает тактическую гибкость применения АР. Кроме того, бортовая аппаратура АРС в ряде случаев получается более сложной, чем при других видах управления.

7.2. Измерительные устройства систем автономного радиоуправления

7.2.1. Общие положения

При измерении координат λ_{01} движения ЛА применяются активные и реже пассивные АРС, виды которых перечислялись в разд. 7.1. Для работы активных АРС характерно использование рассеянных отражающей поверхностью радиосигналов, которые имеют шумоподобную структуру и представляют собой совокупность сигналов с разными значениями амплитуды, задержки, доплеровской частоты, различными направлениями прихода радиоволн и поляризацией.

Этим объясняется специфика построения таких систем. Обобщенная схема активной АРС (рис. 7.2, *а*) содержит приемопередающую антенну *А*, передатчик *ПРД*, устройство развязки *УР* излучаемого и принимаемого сигналов, приемник *ПРМ* и устройство обработки сигналов *УОС*, которое реализуется в неследящем или следящем виде [1, 2]. На рис. 7.2, *а* показана следящая структура УОС, состоящая из дискриминатора *Д*, сглаживающих цепей *СЦ*, управляемого генератора *УГ* и индикатора *И* измеряемой текущей оценки $\lambda_0^*(t)$. Модулирующий сигнал

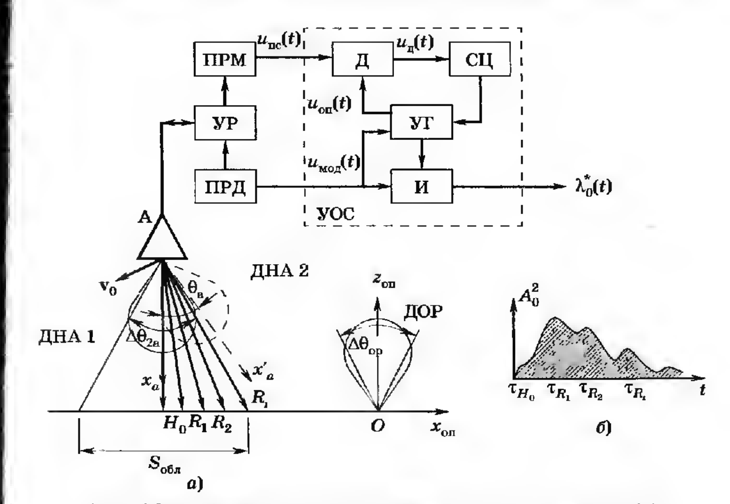


Рис. 7.2. Структурная схема автономной радиосистемы (*а*) и форма огибающей импульса отраженного радиосигнала (*б*)

$u_{мод}(t)$ из передатчика поступает в УОС и используется для формирования опорного сигнала $u_{оп}(t)$, а также для формирования начала отсчета времени в индикаторе. В АРС применяются различные методы модуляции: АМ, ЧМ, ФМ и др.

Принятый сигнал $u_{пс}(t)$, имеющий информационный параметр $\lambda_0(t)$, с выхода ПРМ на промежуточной или видеочастоте поступает в дискриминатор, где проводится его обработка, которая практически безынерционна и квазилинейна по отклонению $\Delta\lambda_0(t) = \lambda_0(t) - \lambda_0^*(t)$. Информацию о $\lambda_0^*(t)$ дает опорный сигнал $u_{оп}(t)$. На выходе дискриминатора образуется сигнал $u_д(t)$, который в линейном приближении записывается как

$$u_д(t) = k_д\Delta\lambda_0(t) + u_{пх}(t), \qquad (7.1)$$

где $k_д$ — коэффициент передачи дискриминатора в линейном приближении; $u_{пх}(t)$ — результирующая помеха на его выходе, спектр которой значительно шире эквивалентной шумовой полосы $\Delta f_э$ замкнутого измерителя УОС в целом.

Сигнал дискриминатора $u_д(t)$ после сглаживания в СЦ модулирует УГ (по параметру λ_0), в результате образуется опорный сигнал $u_{оп}(t)$. Погрешности измерителя зависят от вида принятого сигнала и помех, а также от способа обработки $u_{пс}(t)$ в УОС. Оптимальный дискриминатор, как и принятый сигнал, должен иметь распределенную структуру, т. е. много параллельных каналов, соответствующих частотам радиосигнала и его задержкам при разных дальностях H_0, R_1, R_2, ..., R_i в пределах эффективной области $S_{обл}$ рассеяния (рис. 7.2, *а*). Область рассеяния $S_{обл}$ определяется эффективным углом $\Delta\theta_{2а}$ диаграммы направленности приемопередающей антенны и эффективным углом $\Delta\theta_{ор}$ диаграммы обратного рассеяния (ДОР) для каждого участка неоднородной поверхности.

При перемножении этих диаграмм происходит усиление (или ослабление) мощностей радиосигналов от отдельных участков поверхности, в результате при отражении излученного сигнала меняется распределение его мощности по задержкам (рис. 7.2, *б*), спектр флуктуаций и другие статистические характеристики, от которых зависят погрешности измерения.

Погрешности измерения УОС принято подразделять на три вида: из-за смещения средней оценки $\bar{\lambda}_0^*$ (кратко смещение оценки), флуктуационную и динамическую. Последняя связана с инерционностью так же, как и в других следящих системах.

Флуктуационная погрешность характеризуется дисперсией

$$\sigma^2_{\lambda_0 фл} = \sigma^2_{\lambda_0 сс} + \sigma^2_{\lambda_0 сш} + \sigma^2_{\lambda_0 шш}.$$

Ее составляющие вызываются взаимодействием (биениями) собственных компонент флуктуирующего радиосигнала ($\sigma^2_{\lambda_0 сс}$), сигнала с шумом ($\sigma^2_{\lambda_0 сш}$) и шума с шумом ($\sigma^2_{\lambda_0 шш}$). Дисперсия флуктуационной погрешности рассчитывается по формуле

$$\sigma^2_{\lambda_0 фл} = \Delta f_э(G_{фсс} + G_{фсш} + G_{фшш})/k_д^2, \qquad (7.2)$$

где $G_{фсс}$, $G_{фсш}$, $G_{фшш}$ — спектральные плотности соответствующих флуктуаций $u_{пх}(t)$ на выходе дискриминатора. Иногда вместо $u_{пх}(t)$ удобнее рассматривать эквивалентную помеху $n_э(t)$ по измеряемому параметру, пересчитав соответственно помеху с выхода дискриминатора на вход согласно соотношению $n_э(t) = u_{пх}(t)/k_д$ (см. разд. 3.5.2). Такая помеха имеет эквивалентную спектральную плотность $G_э$, которая также определяется тремя слагаемыми: $G_э = (G_{фсс} + G_{фсш} + G_{фшш})/k_д^2$. При отношении сигнал-шум больше пяти последним слагаемым в (7.2) можно пренебречь.

Подчеркнем, что для УОС характерно наличие флуктуационной погрешности и при отсутствии аддитивных помех (шумов) (первое слагаемое в (7.2)). Это связано со сложной структурой сигнала, отраженного от шероховатой поверхности.

Смещение оценки — медленно меняющаяся при смене типа отражающей поверхности или постоянная ошибка, вызванная протяженностью области рассеяния $S_{обл}$. Смещение оценки определяется ДНА, ДОР и эволюциями ЛА. Часто эта ошибка наиболее существенна, так как из-за ее медленности она плохо сглаживается в УОС.

7.2.2. Радиовысотомеры и радиодальномеры

Эти радиоустройства [4] используют соответственно вертикальное и наклонное излучения радиоволн в направлении отражающей поверхности радиоориентира (см. рис. 7.2, *а*). Их общий принцип построения аналогичен принципам построения радиодальномеров для измерений дальностей до точечных объектов в радиолокации [1]. Однако они отличаются видом опорного сигнала $u_{оп}(t)$ и распределенной структурой дискриминатора, который раздельно обрабатывает радиосигнал при каждом значении задержки τ_R и доплеровского сдвига частоты $f_Д$.

Радиодальномеры (РД) используются для косвенного измерения высоты исходя из соотношения $H_0 = R_0 \cos\theta_а$, где R_0 —

наклонная дальность до поверхности вдоль оси $x'_а$ ДНА, $\theta_а$ — известный угол отклонения оси $x'_а$ относительно нормали $z_{оп}$ к среднему уровню отражающей (опорной) поверхности (рис. 7.2, *а*). Необходимость косвенного измерения высоты обычно диктуется конструктивными особенностями построения АРС в целом (например, при одновременном измерении высоты, скорости и углов ориентации). Кроме того, наличие нескольких дальномерных каналов позволяет получать более информативный объемный образ рельефа местности в КЭНС (см. разд. 7.4).

Диаграмма направленности антенны (совместно на передачу и прием) (рис. 7.2, *а*) имеет эффективную ширину $\Delta\theta_{2а}$. Необходимая ширина определяется конструктивными ограничениями, требуемым энергетическим потенциалом и в основном эволюциями ЛА, влияющими на смещение оценки. Поэтому обычно берут $\Delta\theta_{2а}/2 > \gamma_{кр}$, где $\gamma_{кр}$ — угол крена ЛА.

Излучаемый сигнал РВ или РД может иметь различную модуляцию: импульсную, частотную, фазокодовую и т. д. Наиболее употребительны импульсная модуляция в РВ больших высот (1,5...15 км) и частотная — в РВ малых высот (0...1,5 км). Для орбитальных РВ на высоте 150...300 км используют более сложную модуляцию, например импульсную с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Для иллюстрации специфики работы импульсного РВ рассмотрим отраженный импульс, представленный на видеочастоте. На рис. 7.2, *б* изображена мгновенная мощность импульса, т. е. квадрат его амплитуды $A_0^2(t - \tau_R)$, где t — текущее время, $\tau_R = 2R/c$ — задержка для произвольной дальности R от отражающей поверхности, c — скорость распространения радиоволн.

Мгновенная мощность A_0^2 от разных участков отражающей поверхности для направлений $\mathbf{H}_0$, $\mathbf{R}_1$, $\mathbf{R}_2$, ..., $\mathbf{R}_i$ на рис. 7.2, *б* различна, что показано для соответствующих значений задержек: $\tau_{H_0} = 2H_0/c$, $\tau_{R_1} = 2R_1/c,\ldots$, $\tau_{R_i} = 2R_i/c$ и т. д. Как видно из рис. 7.2, *б*, задержку импульса (значение τ_{H_0}) невозможно измерить непосредственно по фронту, так как уровень отраженного сигнала при τ_{H_0} весьма мал. Поэтому обычно производится обработка импульса в некоторой области задержек, например ($\tau_{H_0} \ldots \tau_{R_2}$). Способ обработки весьма важен, так как он определяет погрешность измерений $\Delta H_0(t) = H_0^*(t) - H_0(t)$, где $H_0^*(t)$ — текущая измеренная высота, а $H_0(t)$ — истинная высота полета ЛА.

При высокостабильной аппаратуре флуктуационная погрешность определяется отмеченными ранее тремя составляющими (7.2). Оценка высоты H_0^* смещается в основном по двум причинам: из-за протяженности области рассеяния на поверхности и из-за эволюций ЛА по крену и тангажу, при которых отклоняется на угол $\theta_а$ (рис. 7.2, *а*) ось ДНА радиовысотомера и соответственно изменяется расположение области $S_{обл}$ рассеяния. Поскольку в пределах ширины $\Delta\theta_{2а}$ принятый сигнал имеет распределенную структуру по задержкам τ_{H_0}, τ_{R_1}, τ_{R_2}, ..., τ_{R_i}, то средняя оценка высоты лежит в диапазоне ($H_0 \ldots R_i$) и определяется способом обработки.

При широко используемом интегральном способе обработки, когда обрабатывается весь радиосигнал, оценка задержки $\tau^*_{H_0} = 2H_0^*/c$ определяется как средневзвешенное значение (центр тяжести) заштрихованной фигуры на рис. 7.2, *б*. Конкретное распределение мощности сигнала по задержкам (вид зависимости $A_0^2(t - \tau_R)$) и ошибка, вызванная смещением оценки, не зависят от вида модуляции и определяются только формами ДОР и ДНА. При аппроксимации ДОР и ДНА в виде гауссовских фигур вращения относительное смещение оценки высоты

$$\delta_{H\text{см}} = \frac{\overline{H}_0^* - H_0}{H_0} = \frac{\Delta\theta^2_{эф}}{2\pi} + \frac{\Delta\theta^4_{эф}\theta_а^2}{2\Delta\theta^4_{2а}}, \quad (7.3)$$

где $\overline{H}_0^*$ — среднее значение оценки; $\Delta\theta_{эф} \approx \Delta\theta_{2а}\Delta\theta_{ор}[\Delta\theta^2_{ор} + \Delta\theta^2_{2а}(1 + \Delta\theta^2_{ор}) \sec^4\theta_а]^{-1/2}$ — эффективная угловая ширина области рассеяния радиоволн на поверхности (см. рис. 7.2, *а*), зависящая от $\Delta\theta_{2а} \approx \Delta\theta_а\sqrt{2}$, $\Delta\theta_а$ — эффективная ширина диаграммы направленности по мощности передающей (приемной) антенны в радианах; $\Delta\theta_{ор}$ — эффективная ширина диаграммы обратного рассеяния шероховатой поверхности в радианах.

В радиодальномере относительное смещение $\delta_{R\text{см}}$ средней оценки $\overline{R}_0^*$ измеряемой дальности $R_0 = H_0 \sec\theta_а$ до среднего уровня отражающей поверхности вдоль оси $x'_а$ (см. рис. 7.2, *а*) при гауссовской аппроксимации ДНА и ДОР равно

$$\delta_{R\text{см}} = \frac{\overline{R}_0^* - R_0}{R_0} \approx$$

$$\approx -\Delta\theta^2_{2а}(1 + \Delta\theta^2_{ор}) \sin^2\theta_а[\Delta\theta^2_{2а}(1 + \Delta\theta^2_{ор}) + \Delta\theta^2_{ор}\cos^4\theta_а]^{-1}, \quad (7.4)$$

Часто АРС объединяют с нерадиотехническими системами (НРС) для измерения совокупности координат $\lambda_{02} \subset \lambda_0$ (векторов ускорения, скорости, ориентации и т. п.), которые могут частично или полностью перекрываться с совокупностью результатов радиоизмерений λ_{01}. Для получения информации о λ_{02} используют инерциальные, магнитные, воздушные, корпускулярные или астрономические датчики, позволяющие измерять параметры соответствующих геофизических полей.

Совокупность АРС и НРС образует бортовой измерительный комплекс (БИК), а автономная система управления ЛА в этом случае называется ***комплексной***. Виды и названия таких систем определяются составом БИК, например радиоинерциальная, радиомагнитная, астрорадиомагнитная и т. п. [3].

Общая схема комплексной автономной системы (рис. 7.1) включает: *БИК*; бортовую электронную цифровую вычислительную машину *БЭВМ*, в которой можно условно выделить подсистему формирования команд *ФК* и запоминающее устройство *ЗУ* для запоминания координат $\lambda_ц$ цели; автопилот с органами управления (рулями); управляемый объект и опорный радиоориентир (участок местности), относительно которого измеряется совокупность координат λ_{01}.

На выходе *БИК* получают оценочные значения $\lambda_0^* = \{\lambda_{01}^*, \lambda_{02}^*\}$ координат ЛА, на основе которых в *ФК* вырабатывается векторная команда $\mathbf{u}_к = f_ц(\lambda_ц, \lambda_0^*)$ управления ЛА. Пропорционально $\mathbf{u}_к$ отклоняются органы управления. Функция управления $f_ц$ определяется как кинематическим методом наведения ЛА (разд. 1.2), так и динамическими характеристиками контура управления (разд. 1.4).

При автономном управлении образуется контур автоматического регулирования (разд. 1.4), замыкаемый через опорный радиоориентир. При этом различают непрерывное или диск-

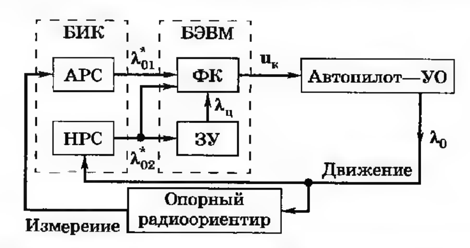


Рис. 7.1. Структурная схема системы автономного управления

ретное следящее, а также корректирующее управление. Это определяется практической задачей, решаемой системой АР.

С помощью АР решаются следующие основные задачи:

- навигация пилотируемых атмосферных ЛА;
- посадка пилотируемых атмосферных ЛА;
- наведение беспилотных атмосферных ЛА (самолетов и крылатых ракет);
- коррекция припланетных траекторий КА;
- мягкая посадка КА на небесное тело.

В соответствии с этими задачами системы АР разделяются на подклассы: пилотно-навигационные, пилотно-посадочные, автоматического наведения ракет, космические корректирующие, для мягкой посадки КА и т. п.

Системы автономного радиоуправления пилотируемыми КА и атмосферными ЛА могут работать как в автоматическом режиме, так и в автоматизированном, т. е. с участием пилота.

При навигации атмосферных ЛА (самолетов, вертолетов) относительно земной поверхности можно использовать автономную радиосистему, включающую ДИС, РВ и РВТ, которые измеряют текущие координаты

$$\lambda_0(t) = \{x_0(t), y_0(t), H_0(t), \mathbf{v}_0(t), \alpha_0(t)\}.$$

При этом координаты x_0, y_0 определяют в результате интегрирования соответствующих проекций v_{0x}, v_{0y} вектора скорости $\mathbf{v}_0$, получаемых ДИС при обработке отраженных земной поверхностью радиосигналов. Эти сигналы также могут быть использованы для измерения высоты полета $H_0(t)$ и углов ориентации $\alpha_0(t)$ в многофункциональной доплеровской системе измерения скорости и высоты (ДИСВ) [4].

Текущие координаты ЛА $x_0(t)$, $y_0(t)$ в ФК (см. рис. 7.1) сравниваются с заданными (поступающими из ЗУ) по жесткой или гибкой программе, зависящей от различных параметров ЛА, помеховой обстановки и рельефа местности. По значению их рассогласования вырабатывается команда управления ЛА по местоположению. Аналогично происходит управление по высоте $H_0(t)$.

Для угловой ориентации обычно используют инерциальные системы на основе гироскопов, но при большом времени полета их точность падает из-за нестабильности. Поэтому целесообразна коррекция инерциальных систем с помощью астродатчиков или радиовертикантов над достаточно ровной поверхностью (океаном).

что справедливо при $\Delta\theta_{2a} < \theta_a < 1$ рад. Ошибка согласно (7.4) отрицательная в отличие от (7.3), так как мощность сигнала от участков поверхности, расположенных ближе к ее нормали, больше, чем от удаленных участков, и средняя оценка $\overline{R}_0^*$ сдвигается к H_0.

Флуктуационная погрешность РВ и РД рассчитывается по формуле (7.2). Обычно относительная флуктуационная погрешность в 3...5 раз меньше погрешности смещения (7.3) и (7.4). Флуктуационные погрешности уменьшаются при сужении полосы $\Delta f_э$, но при этом возрастает динамическая погрешность. Конкретные формулы для расчетов динамических и флуктуационных ошибок РВ даны в [4].

Требования к погрешностям РВ (РД) весьма различны и зависят от их применения. При управлении атмосферными ЛА и КА на малых высотах (0,001... 2 км) результирующая относительная погрешность оказывается порядка $\pm(1,5...3)\%$. С ростом высоты H_0 результирующая относительная погрешность обычно уменьшается пропорционально $1/H_0$ и для орбитальных радиовысотомеров может составлять 10^{-4} и менее [4].

7.2.3. Доплеровский измеритель скорости

Это устройство (рис. 7.3) измеряет три проекции полного вектора скорости ЛА $\mathbf{v}_0$ на оси декартовой системы координат, в которой известно положение антенной системы, содержащей три (или четыре) луча с некомпланарными продольными осями x_{a1}, x_{a2}, x_{a3}. На практике антенные системы ДИС либо жестко скрепляются с корпусом ЛА, либо стабилизируются в невращающейся (инерциальной) системе координат, реализуемой с помощью бортовых гироскопов. По каждому лучу передается зондирующий сигнал и принимается радиосигнал от подстилающей поверхности. Схема ДИС на рис. 7.3 содержит три идентичных канала, каждый из которых аналогичен показанному на рис. 7.2. В качестве измеряемого параметра радиосигнала используется доплеровский сдвиг частоты $F_{Дi}$ по каждому (i-му) лучу, определяемый скалярным произведением $\mathbf{v}_0$ и единичного вектора $\mathbf{x}_{ai}$, направленного по оси i-й ДНА:

$$F_{Дi} = 2(\mathbf{v}_0, \mathbf{x}_{ai})/\lambda_{нес}, \qquad (7.5а)$$

где $\lambda_{нес}$ — длина волны несущего колебания.

В данном случае УОС представляет собой аналоговую или цифровую систему частотной автоподстройки, которая произ-

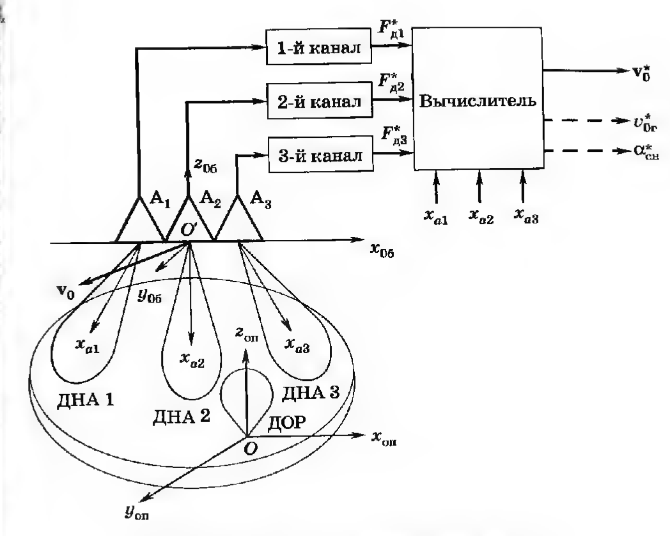


Рис. 7.3. Структурная схема многолучевого доплеровского измерителя вектора скорости

водит измерение текущего значения $F^*_{Дi}(t)$. Результаты поступают в вычислитель, где решается система уравнений

$$F^*_{Дi}(t) = 2(\mathbf{v}^*_0(t), \mathbf{x}_{ai})/\lambda_{нес}, \; i = 1, 2, 3, \qquad (7.5б)$$

относительно оценки проекций искомого вектора $\mathbf{v}^*_0(t)$ в системе координат, где положение векторов $\mathbf{x}_{ai}$ известно точно в результате калибровки. Система (7.5б) для трех неизвестных проекций скорости разрешима при трех некомпланарных лучах.

При управлении горизонтальным движением ЛА (при нулевых углах крена и тангажа) и измерении $\mathbf{v}_0$ в бортовой системе координат $O'x_{об}y_{об}z_{об}$, в которой ось $x_{об}$ — продольная ось ЛА, а плоскость $O'x_{об}y_{об}$ становится горизонтальной. (см. рис. 7.3), ДИС выдает либо оценки проекций $v^*_{0xб}$, $v^*_{0yб}$ вектора горизонтальной (путевой) скорости $v_{0г}$, либо его абсолютное значение $v^*_{0г} = \sqrt{v^{*2}_{0xб} + v^{*2}_{0yб}}$ и угол сноса $\alpha^*_{сн} = \operatorname{arctg}(v^*_{0yб}/v^*_{0xб})$.

Основная задача ДИС — как можно точнее оценить $F_{Дi}(t)$. Обычно оценка определяется как текущее среднее значение частоты доплеровского спектра отраженного радиосигна-

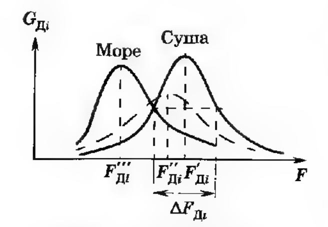


Рис. 7.4. Спектры доплеровских радиосигналов, отраженных от суши и моря

ла $G_{Дi}(F)$ (рис. 7.4). Среднее значение доплеровской частоты

$$\bar{F}_{Дi} = \int_0^\infty F G_{Дi}(F) dF \Big/ \int_0^\infty G_{Дi}(F) dF. \quad (7.5в)$$

Эта операция приближенно производится в дискриминаторе УОС — широкополосном частотном детекторе ЧАП [2, 5]. При определении доплеровской частоты возникают три типа ошибок, характерных для АРС. Прежде всего это смещение средней оценки $\bar{F}^*_{Дi}$, вызванное искажениями и сдвигами доплеровского спектра $G_{Дi}(F)$ (рис. 7.4) над разными типами поверхности, которые имеют разные статистические характеристики и, как следствие, разные ДОР. Над поверхностями с пологими неровностями (типа спокойного моря) ширина ДОР $\Delta\theta_{ор}$ составляет единицы градусов. Поэтому основная мощность радиосигнала сосредоточена около нормали $\mathbf{H}_0$. Углы θ_{ai} отклонения осей x_{ai} относительно $\mathbf{H}_0$ обычно составляют 20...30°. Поэтому здесь, во-первых, принятый i-м лучом радиосигнал имеет существенно меньшую мощность, чем при вертикальном зондировании, во-вторых, распределение принятой мощности по углу имеет подъем в области более сильных отражений (ближе к нормали $\mathbf{H}_0$), а следовательно, в области меньших доплеровских сдвигов частоты. Например, при горизонтальном полете ЛА, когда векторы $\mathbf{v}_0$ и $\mathbf{x}_{ai}$ (для некоторого i) лежат в одной вертикальной плоскости, имеем $F_{Дi} = 2v_0 \sin\theta_{ai} \lambda^{-1}_{нес}$. В этом случае относительная ошибка из-за смещения оценки скорости определяется формулой, аналогичной (7.4):

$$\delta_{v\,см} = \frac{\bar{v}^*_0 - v_0}{v_0} \approx$$

$$\approx -\Delta\theta^2_{2а}(1 + \Delta\theta^2_{ор}) \cos^2\theta_а [\Delta\theta^2_{2а}(1 + \Delta\theta^2_{ор}) + \Delta\theta^2_{ор} \cos^4\theta_а]^{-1}.$$

Флуктуационная погрешность определяется в основном свойствами радиосигнала и зависит от эффективной ширины $\Delta F_{Дi}$ доплеровского спектра (рис. 7.4). При отношении сигнал-шум $h > 5$ для отмеченного случая (при $\Delta F_{Дi} \ll \Delta f_э$) среднеквадратическая погрешность измерения v_0 равна

$$\sigma_{v\,фл} = 0{,}5\lambda_{нес} \operatorname{cosec}\theta_{ai} \sqrt{k(h)\Delta F_{Дi}\Delta f_э}, \quad (7.6)$$

где $k(h) \approx 0{,}4...0{,}6$ и зависит от формы $G_{Дi}(F)$ и дискриминационных характеристик частотного детектора.

Результирующая точность ДИС составляет единицы — доли процента [2, 5]. Сюда входят также погрешности из-за юстировки лучей (направлений $\mathbf{x}_{ai}$), аппаратурные погрешности УОС и неточности решения уравнений (7.5б).

7.2.4. Корреляционный измеритель скорости

Корреляционный измеритель скорости (КИС) использует пространственно-временной метод обработки радиосигналов, принятых тремя-четырьмя разнесенными антеннами с широкими диаграммами направленности, оси которых ориентированы в окрестности нормали $\mathbf{H}_0$. Поэтому КИС существенно лучше ДИС по энергетике и по ошибкам, связанным с ДОР. Однако конструкция его достаточно сложна, а работа нестабильна при эволюциях ЛА.

Принцип действия КИС (рис. 7.5) проиллюстрирован на примере двух приемных антенн A_1, A_2, разнесенных на базу $d = 2d_0$, и одной передающей антенны A_0, расположенной между ними. Предполагается, что вектор скорости $\mathbf{v}_0$ направ-

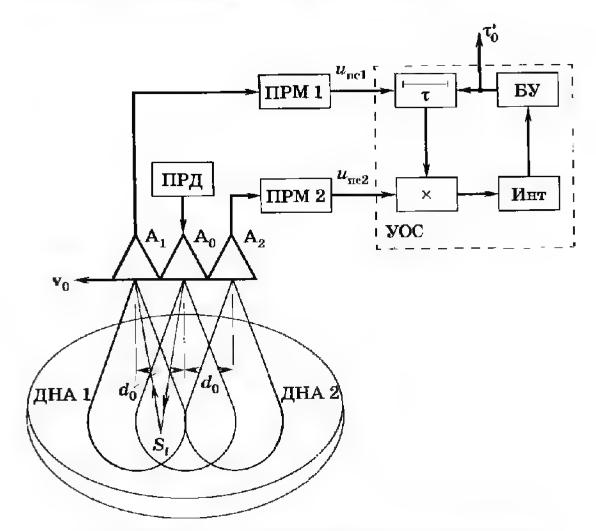


Рис. 7.5. Структурная схема корреляционного измерителя скорости

лен вдоль базы d и антенны последовательно во времени занимают места друг друга.

Для произвольного отражателя S_i на поверхности образуется путь $A_0S_iA_1$ прохождения радиоволн от передатчика к приемнику первого канала *ПРМ 1*. Через интервал времени τ_0 (время смещения ЛА на половину базы $d/2 = v_0\tau_0$) антенна A_0 займет положение A_1, а антенна A_2 — положение A_0, и тот же самый путь образуется при прохождении радиоволн в антенну A_2 приемника второго канала *ПРМ 2*. Следовательно, принятые радиосигналы от S_i будут одинаковые в A_1 и A_2 со сдвигом по времени на τ_0. Далее этот вывод можно обобщить на произвольную совокупность отражателей, попадающих в эффективную угловую ширину диаграмм $\Delta\theta_{2a}$ приемопередающих антенн. Угол $\Delta\theta_{2a}$ обычно достаточно широк (0,5...1 рад).

Если измерить временной сдвиг τ_0 между сигналами $u_{пс1}(t)$ на выходе ПРМ 1 и $u_{пс2}(t) \approx u_{пс1}(t - \tau_0)$ на выходе ПРМ 2, то по оценке $\tau_0^*(t)$ можно оценить скорость $v_0^*(t) = d/[2\tau_0^*(t)]$. Величина $\tau_0^*(t)$ определяется в УОС — корреляторе, включающем регулируемый блок задержки τ сигнала $u_{пс1}(t)$, перемножитель, интегратор *Инт* и блок управления *БУ* задержкой, изменяющий τ до тех пор, пока не достигается максимум корреляционной функции

$$R^*(\tau) = \int_0^T u_{пс1}(t - \tau)u_{пс2}(t)dt.$$

В идеальном случае максимум будет при $\tau = \tau_0$. Реально из-за шумов, различных помех и конечного времени T интегрирования получаем $\tau \neq \tau_0^*$, т. е. оценку временного сдвига с ошибками.

Экспериментально доказано [6], что корреляционный измеритель может иметь более высокую точность, чем ДИС, и, кроме того, он хорошо совмещается с радиовысотомером. Однако применение КИС ограничено техническими сложностями, связанными с необходимостью иметь систему ориентации базы d по вектору скорости $\mathbf{v}_0$, что требует специальной следящей системы [6].

7.2.5. Радиовертикант

Это устройство определяет направление вертикали к поверхности. Чаще всего используют три-четыре узких радиолуча, как в ДИС (см. рис. 7.3), с которым радиовертикант может совмещаться. В основу работы РВТ положен разностно-даль-

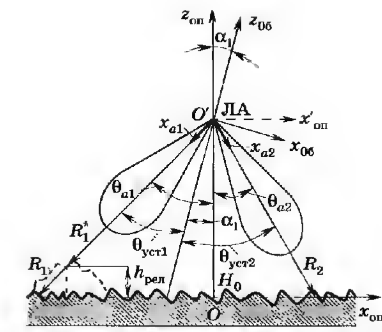


Рис. 7.6. Геометрические соотношения при измерении радиовертикали к среднему уровню отражающей поверхности

номерный принцип, т. е. определение разности дальностей R_i ($i = 1, 2, 3, ...$), измеренных по осям i-х лучей. Для иллюстрации принципа рассмотрим геометрические соотношения для двух лучей в плоскости $Ox_{оп}z_{оп}$ (рис. 7.6), перпендикулярной среднему уровню поверхности. Из рис. 7.6 следуют соотношения

$$R_1 = H_0 \sec\theta_{a1},\ R_2 = H_0 \sec\theta_{a2}, \qquad (7.7а)$$

где $\theta_{a1} = \theta_{уст1} + \alpha_1$ и $\theta_{a2} = \theta_{уст2} - \alpha_1$ — угловые положения осей x_{a1} и x_{a2} в опорной системе координат; $\theta_{уст1}$, $\theta_{уст2}$ — установочные углы осей антенн в бортовой системе координат $O'x_{об}y_{об}z_{об}$, которые известны в результате калибровки. Угловое положение бортовой оси $z_{об}$ относительно вертикали $z_{оп}$ (неизвестный угол α_1) подлежит определению. Решая (7.7а) относительно α_1 и H_0 (для простоты при $\theta_{уст2} = \theta_{уст1}$) для среднего уровня поверхности, совпадающего с плоскостью $Ox_{оп}y_{оп}$, получаем

$$\alpha_1 = \arcsin\left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2}\,\mathrm{ctg}\theta_{уст1}\right);\ H_0 = (R_1 + R_2)/(2\sec\theta_{уст1}). \qquad (7.7б)$$

Таким образом, найдя оценки R_1^* и R_2^* дальностей, можно вычислить α_1^* и H_0^*, т. е. совместить определение высоты и направления радиовертикали. Угол α_1^* может характеризовать средний наклон поверхности (холма, горы), что весьма важно при посадке. Для измерения дальностей R_i требуются радиодальномеры, описанные выше.

При ровном горизонтальном среднем уровне поверхности в районе облучения и $\alpha_1^* \to 0$ радиовертикаль совпадает с гировертикалью. Однако при наличии неровности с высотой $h_{рел}$ (показано на рис. 7.6 пунктиром) одна из измеренных дальностей R_1^* будет отличаться на значение $\Delta R_1 = h_{рел} \sec\theta_{a1}$. Из-за этого расчет по формуле (7.7б) дает значительные ошибки в оценках α_1 и H_0. Поэтому над пересеченной местностью применение РВТ для отмеченных измерений нецелесообразно. Однако с его помощью можно решать другие задачи, например определять высоту отдельных неровностей рельефа:

$$h_{рел} = \Delta R_1 \cos\theta_{a1} = H_0 - R_1^* \cos\theta_{a1}.$$

В этом случае требуется знать H_0 (или измерять с помощью РВ), задавать θ_{a1} относительно гировертикали и измерять R_1.

7.2.6. Обзорные бортовые радиолокационные станции

Эти станции используются в КЭНС при наведении атмосферных и космических ЛА по контрастным радиообразам местности, связанным с ее отражающими свойствами. Отличительная особенность схемы на рис. 7.2 в данном случае заключается в антенне и УОС, которые должны обеспечивать четкое воспроизведение радиообраза местности. Для этого требуется высокое разрешение РЛС по направлениям $x_{оп}$ и $y_{оп}$ (рис. 7.7), т. е. в плоскости, в которой лежит контрастный радиообраз (озеро, лес и т. п.). Для решения этой задачи обычно применяют РЛС двух типов [1, 2]: с антенной вдоль фюзеляжа и с синтезированной апертурой. В обоих случаях используется боковое зондирование с косекансной диаграммой направленности, которая лежит в плоскости, перпендикулярной траектории полета (рис. 7.7). Высокое разрешение по оси $y_{оп}$ обеспечивается малым интервалом разрешения зондирующего сигнала по задержке. На горизонтальной плоскости $Ox_{оп}y_{оп}$ можно изобразить линии изодальностей (постоянных значений радиуса r_i), при которых постоянны также задержки $\tau_{R_i} = 2R_i/c$, где R_i — расстояние от ЛА (точка O') до соответствующей изодальности.

Высокое разрешение по $x_{оп}$ обеспечивается высоким угловым разрешением по азимуту за счет большого раскрыва антенны по оси $x_{оп}$ либо синтезированием раскрыва при движении. При этом можно создать нефокусированную или фокусированную эквивалентную фазированную антенную решетку. Последняя обеспечивает более высокое разрешение, но требует более сложного устройства обработки сигналов, учитывающего квадратичные члены набега фаз принятых сигналов.

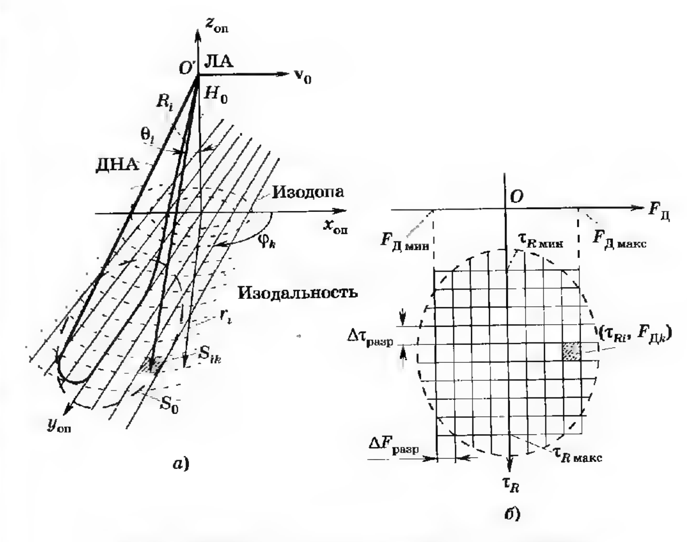


Рис. 7.7. Соотношения при обзоре поверхности:
а — геометрические линии равных дальностей и частот;
б — частотно-временные положения элементов разрешения отраженного сигнала

При нефокусированной ФАР, которая чаще применяется из-за простоты, в УОС используется совокупность фильтров, селектирующих радиосигналы по доплеровским частотам $F_{Дk}$ ($k = 0, \pm1, \pm2, \ldots$).

Значение $F_{Дk}$ определяется согласно (7.5а), где вместо $\mathbf{x}_{ai}$ надо подставить единичный вектор $\mathbf{1}_{Ri}$, совпадающий с $\mathbf{R}_i$. Тогда при горизонтальном полете

$$F_{Дk} = 2v_0(\sin\theta_i \cos\varphi_k)/\lambda_{нес}, \qquad (7.8а)$$

где φ_k — азимутальный угол, соответствующий значению k. Таким образом, при выделении радиосигнала с фиксированной задержкой τ_{Ri} можно получить разрешение по азимуту φ_k за счет селекции по частоте $F_{Дk}$.

В соответствии с (7.8а) при произвольных значениях θ_i и φ_k и фиксированных значениях частоты $F_{Дk}$ можно построить кривые равных значений доплеровской частоты — изодопы,

которые на плоскости $Ox_{оп}y_{оп}$ представляют собой семейство гипербол. В ограниченной области $S_0(x, y)$ гиперболы имеют вид практически параллельных линий (рис. 7.7, *а*).

Таким образом, область $S_0(x, y)$ разбивается на площадки S_{ik}, соответствующие элементам τ_{Ri}, $F_{Дk}$ на плоскости $O\tau_R F_Д$ на рис. 7.7, *б*. Их размер определяется соответственно интервалами разрешения по задержке $\Delta\tau_{разр}$ и по частоте $\Delta F_{разр}$. Последний практически равен эффективной полосе доплеровского фильтра с постоянной времени $T_{разр} \approx 1/(2\Delta F_{разр}) \leqslant \Delta t_\varphi$, где Δt_φ — интервал времени, за который дополнительная (квадратичная) фаза изменится примерно на $\pi/2$. Величина $\Delta\tau_{разр}$ определяется из геометрии движения на рис. 7.7, *а*.

В результате приходим к структуре УОС, содержащей набор селекторов по задержке τ_R с интервалом $\Delta\tau_{разр}$ в диапазоне $\Delta\tau_{Rд}$ ($\tau_{R\,мин}$, $\tau_{R\,макс}$) и набор доплеровских фильтров при каждой задержке τ_{Ri} в диапазоне $\Delta F_{Дд}$ доплеровских частот ($F_{Д\,мин}$, $F_{Д\,макс}$), а также детекторов интенсивности селектируемых радиосигналов.

Суммарное число элементов разрешения в области $S_0(x, y)$

$$N_{S_0} \approx \Delta F_{Дд}\tau_{Rд}/(\Delta\tau_{разр}\Delta F_{разр}). \qquad (7.86)$$

Эта величина составляет обычно сотни или тысячи. Объем обрабатываемой в УОС информации может составлять $10^9...10^{10}$ бит и более [2]. Ясно, что реализовать такое устройство сложно. Обычно применяют оптические, голографические и цифровые методы с параллельной многоканальной обработкой сигналов.

7.2.7. Пассивные автономные радиосистемы

Пассивные автономные радиосистемы (ПАРС) используют собственное электромагнитное излучение опорной поверхности или точечных источников, обычно радиозвезд. В последнем случае в состав ПАРС входит радиоастропеленгатор. В первом случае формируют используемые в КЭНС информативные образы, аналогичные образам при активных АРС. Образы, полученные от активных и пассивных АРС, позволяют повысить точность и достоверность измерения координат ЛА λ_0 путем создания комбинированных активно-пассивных систем. В таких системах повышается помехоустойчивость, особенно если использовать разные диапазоны радиоволн.

Основу ПАРС составляет радиометр [2] (рис. 7.8), состоящий из антенны *А* с узкой диаграммой направленности *ДНА*, коммутатора *К*, малошумящего широкополосного высокочас-

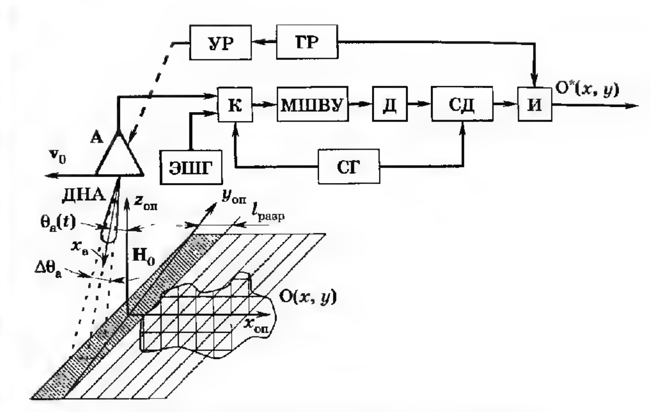


Рис. 7.8. Структурная схема радиометра

тотного усилителя *МШВУ*, детектора *Д*, синхронного детектора *СД*, индикатора *И*, эталонного шумового генератора *ЭШГ* и синхрогенератора *СГ*, переключающего выходы *А* и *ЭШГ* синхронно с *СД*, что необходимо для калибровки основного тракта усиления в процессе работы по *ЭШГ*.

Для получения пассивных радиообразов O(x, y) используется развертка по оси $y_{оп}$ за счет качания оси $x_а$ антенны в плоскости $Oy_{оп}z_{оп}$, а по оси $x_{оп}$ за счет движения ЛА со скоростью v_0. В схеме имеется устройство развертки *УР*, изменяющее положение *ДНА* (штриховая линия), и генератор развертки *ГР*, вырабатывающий пилообразный сигнал и синхронизирующий индикатор *И*. С выхода индикатора получают оценку O*(x, y) образа поверхности в аналоговом или цифровом виде.

Радиометр работает в одном или одновременно в нескольких участках диапазона радиоволн с частотами $f = 1...100$ ГГц [2]. Выбор диапазона определяется интенсивностью пассивного радиоизлучения (пропорциональной квадрату частоты) и требуемым углом разрешения, пропорциональным $c/(fD_а)$, где $D_а$ — диаметр приемной антенны. Поэтому целесообразно увеличивать частоту f до сотен гигагерц, т. е. переходить в миллиметровый диапазон. Однако при этом следует учитывать, что в этом диапазоне уменьшается прозрачность атмосферы, усиливается влияние облачности, осадков. Кроме того, для получения информативных образов нужна не столько максимальная мощность излучения поверхности, сколько контраст ее шумовых температур от различных участков.

При получении образов радиометром на рис. 7.8 разрешение на плоскости $l_{разр} \approx H_0 \Delta\theta_а$ при вертикальном зондировании. Период развертки $T_{рз} \approx l_{разр}/v_0$. Угловое отклонение $\theta_а(t)$ оси ДНА от нормали $\mathbf{H}_0$ обычно лежит в пределах ± (20...30)°.

7.3. Системы автономного радиоуправления, использующие измерения высоты и скорости

В этом случае с помощью РВ ведется управление в вертикальной плоскости, а с помощью ДИС — в горизонтальной (по двум координатам x_0, y_0). Образуются два (или три) канала автономного радиоуправления, которые связаны между собой лишь функционально и слабо влияют один на другой. Поэтому в первом приближении их можно рассматривать отдельно.

7.3.1. Контур управления высотой полета

Канал управления высотой необходим при движении ЛА по требуемому профилю траектории в вертикальной плоскости относительно среднего уровня поверхности (на больших высотах) или рельефа поверхности (при малых высотах).

При этом в соответствии с рис. 7.1 образуется контур автоматического регулирования, представленный на рис. 7.9 в линеаризованном виде для случая управления полетом относительно рельефа. Он содержит звенья, описываемые передаточными функциями: $\Phi_{РВ}(p)$ — радиовысотомера; $\Phi_{ФК}(p)$ — формирователя команд; $\Phi_{А-УО}(p)$ — управляемого объекта с автопилотом для выходной величины $\gamma'_{УО}$ (см. разд. 1.3); $\Phi_{кз}(p)$ — кинематического звена. На схеме добавлена эквивалентная помеха $n_э$ на входе РВ (см. разд. 7.2.1).

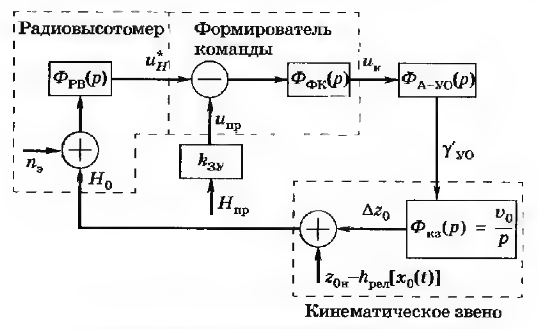


Рис. 7.9. Функциональная схема контура автономного радиоуправления высотой полета ЛА

Высота полета относительно рельефа поверхности (рис. 7.10)

$$H_0(t) = z_0(t) - h_{рел}[x_0(t)] = z_{0н} + \int_0^t v_{0z}(t')dt' - h_{рел}[x_0(t)], \quad (7.9)$$

где $h_{рел}[x_0(t)]$ — развертка профиля рельефа местности; $x_0(t)$ — текущая координата ЛА по оси $x_{оп}$; $z_{0н}$ — начальное условие по высоте полета в опорной системе координат.

Представляя вертикальную скорость в виде $v_{0z}(t) = v_0 \sin\gamma'_{УО}(t) \approx v_0\gamma'_{УО}(t)$ при $\gamma'_{УО} \ll 1$, получаем

$$H_0(t) = z_{0н} - h_{рел}[x_0(t)] + v_0\int_0^t \gamma'_{УО}(t')dt',$$

откуда передаточная функция кинематического звена

$$\Phi_{кз}(p) = v_0/p. \quad (7.10)$$

Радиовысотомер, измеряющий H_0 относительно локального среднего уровня поверхности в пределах облучаемого участка, обычно представляется инерционным звеном

$$\Phi_{РВ}(p) = k_{РВ}/(1 + T_{РВ}), \quad (7.11)$$

где $k_{РВ}$ — коэффициент передачи РВ, $T_{РВ}$ — его постоянная времени.

Из запоминающего устройства с коэффициентом передачи $k_{ЗУ}$ задается аналог $u_{пр}(t)$ программного значения высоты полета $H_{пр}(t)$ относительно поверхности — цели управления. При огибании рельефа обычно $u_{пр}$ мало изменяется со временем. При полете скоростных ЛА на малых высотах над пересеченной местностью кроме РВ в систему управления высотой полета вводят впередсмотрящий РД, предупреждающий столкновения.

При автоматической посадке ЗУ выдает необходимую информацию о законе, по которому должно происходить сниже-

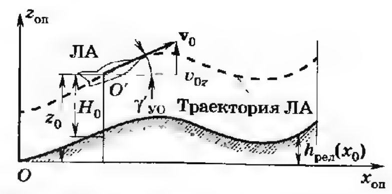


Рис. 7.10. Геометрические соотношения при управлении высотой полета

ние высоты, например в виде усеченной экспоненциальной функции времени

$$H_{пр}(t - t_0) = H_{пн}\exp\{-(t - t_0)/T_{пос}\} \geq H_{ост} \text{ при } t \geq t_0,$$

где $H_{пн}$ — начальная высота посадки; t_0 — время начала посадки, например, задаваемое радиомаяком; $T_{пос}$ — постоянная времени посадки; $H_{ост}$ — остаточная высота, при которой v_{0z} равна вертикальной скорости касания (примерно 0,5 м/с) [4].

Во всех случаях в контуре управления (см. рис. 7.9) возникают три вида ошибок: динамическая из-за его инерционности; флуктуационная и смещения из-за соответствующих погрешностей РВ, представленных помехой $n_э(t)$.

Постоянное смещение оценки РВ ($\overline{H}_0^* - H_0$) не сглаживается в контуре, что приводит к ошибке смещения контура управления, равной по величине смещению оценки РВ.

Дисперсия флуктуационной ошибки контура управления представляется в виде

$$\sigma^2_{фл.\,конт} = G_э \Delta F_э = \sigma^2_{нфл}\,\Delta F_э/\Delta f_э, \qquad (7.12)$$

где $G_э$ — спектральная плотность широкополосной флуктуационной составляющей $n_э(t)$; $\Delta F_э$ — эквивалентная полоса контура управления (расчет ее аналогичен рассмотренному в разд. 4.4); $\sigma^2_{нфл} = G_э\Delta f_э$ — дисперсия флуктуационной ошибки РВ с эквивалентной полосой $\Delta f_э$ ($\Delta f_э \gg \Delta F_э$).

Динамические ошибки полностью определяются входными воздействиями $H_{пр}(t)$ и $h_{рел}[x_0(t)]$ и рассчитываются по известной передаточной функции контура управления (см. разд. 1.4 и 4.4).

7.3.2. Контур управления движением в горизонтальной плоскости

Радиоуправление при выведении ЛА на цель с координатами $x_ц$, $y_ц$ иллюстрируется рис. 7.11. Здесь используется ДИС в комбинации с НРС (см. рис. 7.1), в частности с магнитным, гиро- или астродатчиком угла φ курса ЛА, т. е. так называемыми грубыми системами наведения [2, 3].

Доплеровский измеритель скорости позволяет вычислить текущие оценки $v^*_{0x}(t)$ и $v^*_{0y}(t)$ проекций вектора $v_{0г}$ путевой (горизонтальной) скорости в опорной системе координат $Ox_{оп}y_{оп}$. Эти проекции связаны с углом $\gamma_{УО}$ траектории ЛА (рис. 7.11):

$$v_{0x} = v_{0г}\cos\gamma_{УО}; \quad v_{0y} = v_{0г}\sin\gamma_{УО}. \qquad (7.13)$$

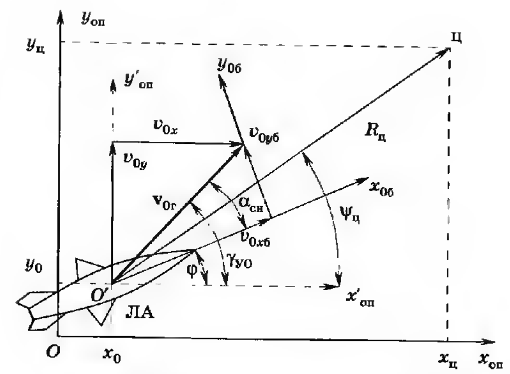


Рис. 7.11. Геометрические соотношения при управлении в горизонтальной плоскости

По составляющим (7.13) можно определить текущие координаты ЛА:

$$x_0(t) = x_{0н} + \int_0^t v_{0x}(\tau)d\tau; \; y_0(t) = y_{0н} + \int_0^t v_{0y}(\tau)d\tau, \qquad (7.14)$$

где $x_{0н}$ и $y_{0н}$ — начальные значения координат ЛА при $t = 0$. Оценки v^*_{0x} и v^*_{0y} определяются согласно (7.13). При этом $v_{0г}$ оценивается в ДИС, а угол $\gamma_{УО}$ формируется в виде

$$\gamma_{УО} = \varphi + \alpha_{сн}, \qquad (7.15)$$

где φ — угол курса ЛА (между осью ЛА $x_{об}$ и осью $x_{оп}$), который измеряет курсовая система; $\alpha_{сн}$ — угол сноса ЛА (между вектором $\mathbf{v}_{0г}$ и осью $x_{об}$), который измеряет ДИС.

В простейшем случае команда $u_к$ наведения ЛА на цель формируется так, чтобы скорость ЛА направить на цель (разд. 1.2), т. е. с учетом (7.15):

$$u_к = k_{ФК}(\psi_ц - \gamma_{УО}) = k_{ФК}(\psi_ц - \varphi - \alpha_{сн}), \qquad (7.16)$$

где $k_{ФК}$ — коэффициент передачи формирователя команд; $\psi_ц$ — азимутальный угол цели в опорной системе координат, отсчитываемый в точке текущего расположения ЛА. Поэтому при изменении x_0, y_0 изменяется $\psi_ц$, хотя цель и неподвижна. Текущая оценка $\psi^*_ц(t)$ вычисляется в БЭВМ исходя из геометрических соотношений (см. рис. 7.11):

$$\psi^*_ц = \operatorname{arctg}[y_ц - y^*_0(t)]/[x_ц - x^*_0(t)]. \qquad (7.17)$$

Итак, для наведения ЛА на цель необходимо определять ее азимут согласно (7.17) и формировать команду бокового управления (7.16), используя оценки φ^* от НРС (датчика курса) и $\alpha^*_{\text{сн}}$ от ДИС (рис. 7.12). При этом оценки текущих координат $x^*_0(t)$, $y^*_0(t)$ вычисляются по алгоритму (7.14)—(7.15).

Схема на рис. 7.12 позволяет определять ошибки наведения. В первом приближении, когда $\psi_{\text{ц}} \ll 1$, $\gamma_{\text{УО}} \ll 1$, можно использовать линеаризованное описание звеньев в операторной форме (см. разд 1.4). При учете нелинейности звеньев расчет затруднен и необходимо имитационное моделирование.

В линейном приближении, когда линия полета почти параллельна оси $x_{\text{оп}}$, ошибка определения поперечной координаты y_0, обусловленная в основном ошибкой по углу $\gamma_{\text{УО}}$,

$$\Delta y(t) = y^*_0(t) - y_0(t) \approx \Delta\gamma_{\text{УО}}(t)\, R(t) \approx \Delta\gamma_{\text{УО}}(t) v_{0\text{г}} t, \qquad (7.18)$$

где $\Delta\gamma_{\text{УО}}(t) = \Delta\varphi(t) + \Delta\alpha_{\text{сн}}(t)$ — угловая ошибка, вызванная соответственно погрешностями датчика курса и неточностью оценок $\alpha^*_{\text{сн}}$; $R_0(t) \approx v_{0\text{г}} t$ — текущее расстояние относительно начального положения ЛА. Основной вклад дают медленные составляющие ошибок из-за смещения оценки углов. При этом наибольшую погрешность имеет датчик курса (до 2°), ошибки по углу сноса составляют 10...20′ [2, 5].

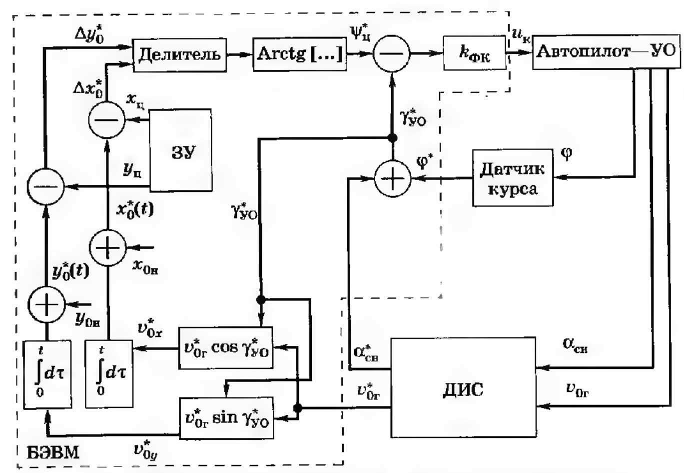


Рис. 7.12. Схема контура автономного радиоуправления в горизонтальной плоскости

Ошибка определения координаты x_0 — дальности вдоль линии полета — вызвана в основном погрешностью $\Delta v_{0\text{г}}(t)$ измерения скорости $v_{0\text{г}}$:

$$\Delta x(t) = x^*_0(t) - x_0(t) = \int_0^t \Delta v_{0\text{г}}(\tau) d\tau. \qquad (7.19)$$

Выделяя медленную (смещение) и быструю (флуктуационную) ошибки по скорости, после интегрирования в (7.19) находим ошибку смещения и дисперсию флуктуационной ошибки по дальности:

$$\Delta x_{\text{см}}(t) = \Delta v_{0\text{г см}} t; \;\; \sigma^2_{x\,\text{фл}}(t) = G_{v\,\text{фл}} t, \qquad (7.20)$$

где $\Delta v_{0\text{г см}}$ — смещение оценки скорости; $G_{v\,\text{фл}} = \sigma^2_{v\,\text{фл}} / \Delta f_{\text{э}}$ — эквивалентная спектральная плотность флуктуаций, равномерная в полосе $\Delta f_{\text{э}}$ измерителя; $\sigma^2_{v\,\text{фл}}$ — дисперсия флуктуационной ошибки измерения скорости. При $t = T_{\text{п}} = R_{\text{п}}/v_{0\text{г}}$, где $T_{\text{п}}$ и $R_{\text{п}}$ — время и дальность полета, получим

$$\delta_{x\,\text{см}} = \Delta x_{\text{см}}/R_{\text{п}} = \delta_{v\,\text{см}};$$

$$\delta_{x\,\text{фл}} = \sigma_{x\,\text{фл}}/R_{\text{п}} = \delta_{v\,\text{фл}}(\Delta f_{\text{э}} T_{\text{п}})^{-1/2}, \qquad (7.20\text{а})$$

где $\delta_{v\,\text{см}} = \Delta v_{0\text{г см}}/v_{0\text{г}}$; $\delta_{v\,\text{фл}} = \sigma_{v\,\text{фл}}/v_{0\text{г}}$ — относительные погрешности измерения путевой скорости (по смещению и флуктуациям).

Значение $\delta_{v\,\text{см}} \approx \delta_{v\,\text{фл}}$ при $\Delta f_{\text{э}} \approx 1$ Гц и составляет 0,3...1% [2, 5]. Например, при $R_{\text{п}} \approx 10^3$ км и $v_{0\text{г}}$ – 300 м/с имеем $\Delta x_{\text{см}} \approx$ ≈ 3...10 км и $\sigma_{x_{\text{фл}}} \approx$ 0,05...0,2 км. Ошибка Δy при $\Delta\gamma_{\text{УО}}$ порядка 0,5° будет примерно такой же, как и $\Delta x_{\text{см}}$.

Рассмотренные ошибки Δx и Δy медленно изменяются во времени, а потому слабо сглаживаются в контуре управления и практически непосредственно пересчитываются в соответствующие компоненты ошибки наведения.

7.4. Системы автономного радиоуправления с распознаванием образов

7.4.1. Общие принципы

Выше было показано, что системы АР с использованием ДИС обеспечивают при $R_{\text{п}} \approx 10^3$ км ошибки местоопределения порядка несколько километров. Примерно того же порядка ошибки инерциальных систем. Дальнейшее повышение их точности связано с большими техническими сложностями и затратами. Поэтому они целесообразны как грубые системы

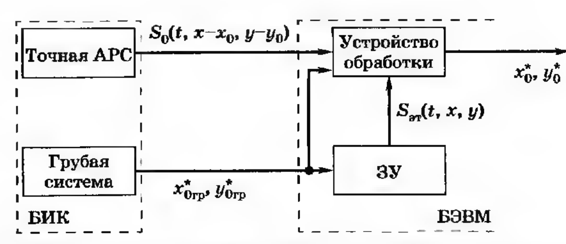


Рис. 7.13. Структурная схема формирования оценок координат ЛА при автономном радиоуправлении с распознаванием образов

на начальном этапе полета. Для коррекции накопившихся за время полета ошибок местоопределения на конечном этапе наведения используются высокоточные АРС: рельефометрические и радиокартографические (радиояркостные активные и пассивные). Такая комбинация грубой и точной систем обеспечивает большую дальность наведения и высокую конечную точность при приемлемой стоимости аппаратуры.

Комбинированная система (рис. 7.13) содержит канал грубой системы оценки координат ЛА и канал их точного определения с помощью точной АРС. В основе последней могут быть РЛС с синтезированной апертурой или высокоточные РВ (РД). Выходной сигнал $S_0(t,\ x - x_0,\ y - y_0)$ этой АРС содержит информацию о координатах x_0, y_0, которая связана с развертываемой во времени радиокартой или картой рельефа местности, над которой летит ЛА.

В устройстве обработки сигнал $S_0(t,\ x - x_0,\ y - y_0)$ сравнивается с эталонным $S_{эт}(t,\ x,\ y)$ на текущем этапе. В результате получается информация об оценках координат x_0^*, y_0^* для формирования команд управления. Соответствующая эталонному сигналу радиояркостная карта или отрезок реализации рельефа заранее формируются и записываются в запоминающее устройство БЭВМ для области $O_{гр}(x - x_{0\,гр},\ y - y_{0\,гр})$, где $x_{0\,гр}$, $y_{0\,гр}$ — средние значения грубых оценок координат. Условно эту область можно определить размерами $\Delta x_{гр} \times \Delta y_{гр}$ (рис. 7.14). Размеры определяются ошибками грубой навигационной системы, которая выдает оценки $x_{0\,гр}^*$, $y_{0\,гр}^*$ координат ЛА так, чтобы они попали в область $O_{гр}$. В ЗУ может быть записано несколько эталонных сигналов для разных областей $O_{гр}$, расположенных на маршруте полета.

Обычно размеры $\Delta x_{точн} \times \Delta y_{точн}$ области $O(x - x_0,\ y - y_0)$, связанной с текущим радиоизображением или реализацией релье-

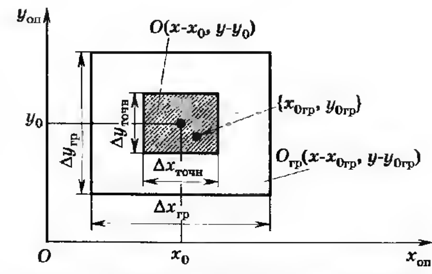


Рис. 7.14. Геометрические соотношения при автономном радиоуправлении с распознаванием образов

фа, получаемых с помощью АРС, значительно меньше размеров $O_{гр}$, что вызвано ограничениями на параметры бортовой АРС (энергетический потенциал, время обработки и т. п.). Поэтому координаты x_0, y_0 уточняются в два этапа, которые обычно связываются в единый процесс: сначала на большой области $O_{гр}$ приближенно находится положение области O (задача обнаружения), а затем уточняются координаты x_0, y_0 (задача измерения).

Преобразование сигналов в устройстве обработки базируется в общем случае на принципах теории распознавания образов [7]. Понятие ***образ*** представляет собой описание некоторого объекта в виде совокупности определенных признаков. В данном случае используется описание радиоориентиров на местности в виде яркостной радиокарты или отрезка реализации одно- или двумерной развертки рельефа.

Радиояркостный контраст отражающей поверхности, а также ее рельеф описываются в общем случае функциями двух (x, y) и более аргументов. Они называются ***полями***. Применительно к земной поверхности их называют ***геофизическими полями*** [8, 9]. В этом случае под образом можно понимать любой фрагмент (отрезок) такого поля, описывающий конкретный участок местности.

Образы могут представляться и трансформироваться в произвольном виде (аналоговом, цифровом, буквенном, графическом и т. д.). Вид представления зависит от пользователя — ЭВМ или человека-оператора.

Принципы построения устройств обработки образов (см. рис. 7.13) являются определяющими для показателей (точности, надежности, быстродействия и т. п.) точного канала наведения. Они также определяют требования к АРС и системе наведения в целом.

7.4.2. Классификация

Устройства обработки образов, называемые также ***системами распознавания образов***, можно условно классифицировать по пяти существенным признакам, отмеченным в штриховых рамках на рис. 7.15. Совпадение измеренного и эталонного образов обычно определяется по экстремуму некоторого функционала типа взаимной корреляционной функции между входным S_0 и эталонным $S_{эт}$ процессами, связанными с со-

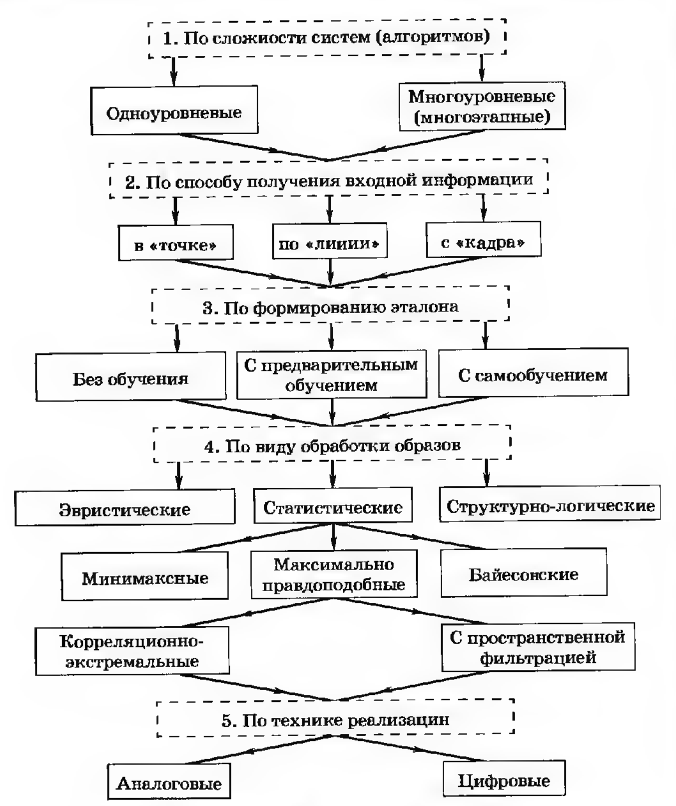


Рис. 7.15. Классификация автономных радиосистем, использующих распознавание образов отражающей поверхности

ответствующими образами. Поэтому в [8, 9] системы наведения, работающие на этом принципе, называются корреляционно-экстремальными навигационными системами.

Структура КЭНС может быть весьма разнообразной (рис. 7.15). По способу получения входной информации различают [8]:

- КЭНС-I — система, в которой входная информация в текущий момент t снимается в «точке» на местности (рис. 7.16, *а*), а сигнал S_0 на входе устройства обработки образов является скалярной величиной одной переменной;
- КЭНС-II — система, в которой входная информация мгновенно (или за короткий цикл сканирования) снимается вдоль произвольной линии на местности (рис. 7.16, *б*). Обычно линия расположена поперек или вдоль движения. Сигнал S_0 в данном случае является вектором;
- КЭНС-III — система, в которой сходная информация снимается с «кадра», т. е. почти мгновенно с некоторого участка местности (рис. 7.16, *в*). Сигнал S_0 является фрагментом поля и описывается двумерной векторной функцией от (x, y).

Описанные системы можно комбинировать. Для реализации КЭНС-I, например, достаточно одного радиовысотомера, который будет снимать развертку профиля рельефа местности в процессе полета. В КЭНС-II необходимы, например, одно-

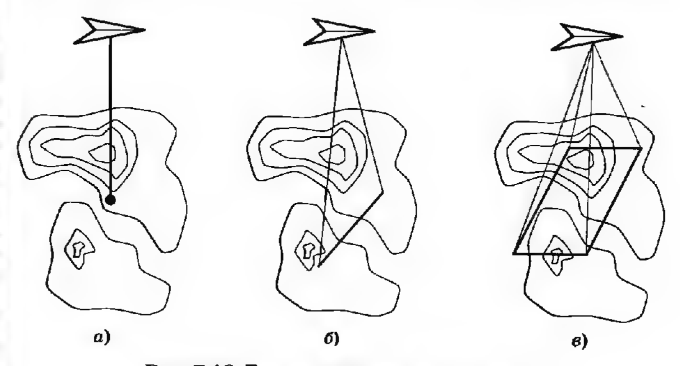


Рис. 7.16. Геометрические соотношения для корреляционно-экстремальных навигационных систем различного типа

временно несколько радиодальномеров или радиовысотомеров со сканирующей антенной по линии x или y.

Типичный пример КЭНС-III — это система с бортовой РЛС с синтезированной апертурой (см. рис. 7.7) или с пассивным радиометром (см. рис. 7.8), которые дают на выходе радиокарты местности.

Описанные системы работают с эталонными образами, заложенными в память БЭВМ заранее. Этот большой класс систем называют ***системами с памятью*** [9] или с ***предварительным обучением*** (рис. 7.15). Основное достоинство этих систем — высокая точность наведения при условии корректности и стабильности эталонных радиокарт. Недостаток — требуемая большая емкость памяти и сложность обработки больших массивов информации. Для преодоления этих затруднений, во-первых, используется минимальная информация об образах в виде отдельных характерных радиоориентиров (точек, линий, контуров и т. п.). Во-вторых, для обработки образов применяются не только корреляционно-экстремальные, но и структурно-логические, эвристические и другие нестатистические методы обработки (рис. 7.15), когда используются отдельные признаки образов (отрезки линий, окружности, многоугольники и т. п.).

Среди КЭНС без памяти выделяют два типа систем: без обучения и с самообучением.

Первые используются при измерении составляющих скорости ЛА, угловых координат, высоты полета и т. д. Входные сигналы принимаются на несколько разнесенных антенн в активных или пассивных АРС. Типичным представителем таких систем является корреляционный измеритель скорости (см. рис. 7.5). Здесь эталонным можно считать задержанный сигнал с первой антенны, с которым сравнивается (коррелируется) сигнал со второй антенны. Достоинство этих систем в том, что они работают по незаданным заранее образам (полям), которые могут быть нестабильными во времени.

Во втором типе систем (с самообучением) в процессе наведения сначала записывается принятый сигнал, который при некоторой коррекции является эталоном, по которому затем идет наведение. Эталон может переписываться в процессе наведения несколько раз по мере того, как размеры изображения цели увеличиваются при сближении.

Конкретные примеры построения корреляционно-экстремальных навигационных систем рассмотрены в [9].

7.4.3. Контур управления

Рассмотрим систему АР движением ЛА в горизонтальной плоскости, использующую распознавание образов (рис. 7.17). Представленный на рис. 7.17 контур управления аналогичен контуру на рис. 7.12. Их отличие заключается в используемых АРС. Здесь для примера взята КЭНС-III, сравнивающая двумерные эталонный $O_{эт}(x, y)$ и текущий принимаемый $O^*(x - x_0, y - y_0)$ образы. Контур составлен по информационным параметрам $x_ц$, $y_ц$ и x_0, y_0 с учетом эквивалентных помех, которые входят в оценки координат x_0^*, y_0^* на выходе КЭНС-III.

Кинематическое звено связывает угол $\gamma_{УО}$ и координаты x_0, y_0 по формулам вида (7.13), (7.14), где для простоты принято $x_{0н} = y_{0н} = 0$, $v_{0г} = \text{const}$. Метод наведения выбран согласно (7.16) и (7.17) с той лишь разницей, что оценку текущего значения угла $\gamma_{УО}$ дает специальный датчик угла вектора скорости, который может быть радиотехническим, инерциальным или воздушным (флюгер) в зависимости от требований к его точности и сложности.

Знание статистических характеристик информационного поля (и соответственно образов) позволяет найти статистические показатели случайных ошибок определения место-

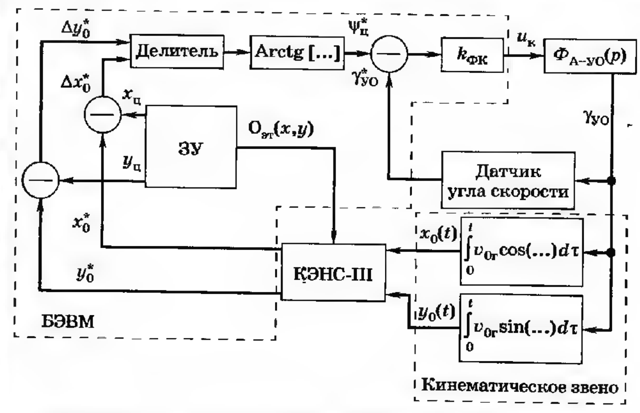


Рис. 7.17. Схема контура автономного радиоуправления в горизонтальной плоскости на основе КЭНС-III

положения ЛА в горизонтальной плоскости: среднее значение (смещение оценки) и дисперсии оценок $\sigma^2_{мx}$ и $\sigma^2_{мy}$. Для изотропной поверхности можно пользоваться величиной $\sigma^2_{мг} = \sigma^2_{мx} + \sigma^2_{мy}$.

В результате усреднения по множеству реализаций корреляционнная функция однородного поля, например рельефа (рис. 7.18), представляется в виде

$$R_h(\Delta x, \Delta y) = \iint\limits_{-\infty}^{\infty} [h_{рел}(x, y) - \bar{h}_{рел}][h_{рел}(x + \Delta x, y + \Delta y) - \bar{h}_{рел}]p_h(x, y)dxdy, \qquad (7.21)$$

где Δx, Δy — интервалы между координатами x, y и $x + \Delta x$, $y + \Delta y$ двух произвольных точек поля; $h_{рел}(x, y)$ — возможная реализация случайного двумерного поля рельефа с плотностью распределения $p_h(x, y)$ (обычно гауссовской), а $\bar{h}_{рел} = \iint\limits_{-\infty}^{\infty} h_{рел}(x, y)\, p_h(x, y)dxdy$ — среднее значение высоты рельефа относительно уровня моря. Формула (7.21) есть математическая идеализация, поскольку практически размеры области поля и пределы интеграла конечны (поле неоднородное).

Для однородного и изотропного поля рельефа $R_h(\Delta x, \Delta y) = R_h(\rho)$, где $\rho = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}$ — расстояние между двумя произвольными точками поля. Для конкретизации вычислений точности местоопределения требуется задать вид $R_h(\rho)$, например, аппроксимируя ее гауссовской функцией (рис. 7.18)

$$R_h(\rho) = \sigma_h^2 \exp[-\pi\rho^2/(4\rho_h^2)], \qquad (7.22)$$

где $\sigma_h^2 = R_h(0)$ — дисперсия поля рельефа; ρ_h — эффективный радиус корреляции поля рельефа.

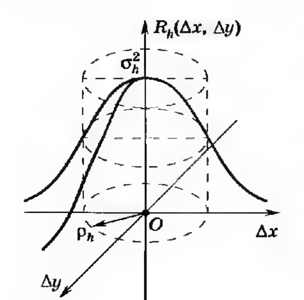


Рис. 7.18. Пространственная корреляционная функция рельефа местности

При оптимальном алгоритме оценивания дисперсия несмещенной оценки для изотропного поля

$$\sigma^2_{мг} = -G_э/[R_h''(0)\, T_0], \qquad (7.23)$$

где $G_э$ — спектральная плотность эквивалентной помехи по информационному параметру на входе дискриминатора УОС; $R_h''(0)$ — вторая производная поля рельефа по ρ при $\rho = 0$; T_0 — интервал оценивания, на котором параметры x_0, y_0 меняются медленно. При гауссовской аппроксимации (7.22) получим

$$\sigma^2_{мг} = 4G_э\rho_h^2/(\pi\sigma_h^2 T_0). \qquad (7.24)$$

При следящем наведении за интервал времени $T_п = R_п/v_{0г}$ и независимых оценках координат x_0^*, y_0^* минимальное значение конечной дисперсии уменьшается и равно $\sigma^2_{мгк} = \sigma^2_{мг}/N_{отс}$, где $N_{отс} = T_п/T_0$ — число независимых отсчетов. Для гипотетического примера [9] при $G_э = 2$ м²/Гц, $\rho_h = 1500$ м, $\sigma_h = 10$ м, $T_0 = 0{,}1$ с, $R_п = 6$ км, $v_{0г} = 300$ м/с получим $\sigma_{мг} \approx 450$ м и $\sigma_{мгк} \approx 35$ м.

Сравнивая полученные ошибки с ошибками (7.20) грубой системы наведения, видим, что для точных систем имеет место обратная зависимость от времени наведения. Следует отметить, что для точных систем характерно наличие специфических ошибок, связанных, во-первых, с искажениями образов во времени, особенно для радиояркостных образов, зависящих от метеоусловий. Во-вторых, здесь возникают ошибки декорреляции образов за счет эволюции ЛА. Это приводит к изменению масштаба образа, повороту и дополнительным сдвигам относительно эталона.

7.5. Автономное терминальное радиоуправление космическими аппаратами

Специфика работы АРС при автономном радиоуправлении КА была частично рассмотрена в разд. 7.1. Автономное радиоуправление находит применение при решении различных задач на терминальном (припланетном) участке траектории КА. Для расчета перехода с межпланетной орбиты *МО* на околопланетную орбиту *М* или траекторию спуска *ТС* (рис. 7.19) необходи-

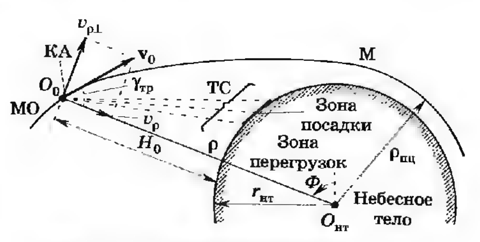


Рис. 7.19. Геометрические соотношения при посадке космических аппаратов

мо рассчитать модуль радиуса-вектора $\rho_{пц}$ перицентра орбиты, т. е. кратчайшее расстояние относительно центра небесного тела (для Земли — радиус перигея). Оно определяется детерминированной функцией, зависящей в данный момент t от модуля текущего радиуса-вектора $\boldsymbol{\rho}$ КА и составляющих вектора его скорости $\mathbf{v}_0 = (v_\rho, v_{\rho\perp})$ — радиальной v_ρ и тангенциальной $v_{\rho\perp}$ скоростей:

$$\rho_{пц} = f(\rho, v_\rho, v_{\rho\perp}). \qquad (7.25)$$

Для планет с атмосферой при расчетах траектории спуска необходимо учитывать влияние атмосферы. Если место посадки строго не задано, то возможен непосредственный переход с межпланетной орбиты на траекторию спуска. При этом в расчетной точке O_0 осуществляется коррекция скорости $\mathbf{v}_0$ так, чтобы получился требуемый $\rho_{пц}$, который определяет допустимые траектории спуска при посадке или траекторию M пролета КА при выводе его на орбиту спутника. При непосредственной посадке задаются границы зоны посадки и допустимые верхняя и нижняя траектории спуска. Разброс траекторий возникает за счет погрешностей измерений ρ н $\mathbf{v}_0$ и неточности коррекции орбиты. Он определяет трубку (коридор) допустимых траекторий относительно средней траектории.

Определение ρ производится относительно центра небесного тела $O_{нт}$ со средним радиусом $r_{нт}$ по формуле

$$\rho = r_{нт} + H_0, \qquad (7.26)$$

где H_0 — высота полета КА относительно среднего уровня поверхности. Поскольку для обеспечения нужной коррекции необходимо определять ρ на значительном удалении КА от поверхности, то значение H_0 должно быть порядка нескольких сотен и даже тысяч километров. Прямое измерение H_0 с помощью радиовысотомера в принципе возможно, но малоэффективно из-за недостаточной точности за счет неизвестного рельефа небесного тела. Для устранения этого препятствия можно применять системы типа высотомерных КЭНС-I (см. рис. 7.16, *а*). Однако для их работы требуются априорные данные о поверхности планеты.

Значение v_ρ можно измерить с помощью ДИС или определить дифференцированием оценки H_0^*. Требуемая точность здесь порядка десятков метров в секунду при скорости несколько тысяч километров в час, т. е. достаточно высокая.

Тангенциальную составляющую скорости рассчитывают из соотношения

$$v_{\rho\perp}^* = (r_{нт} + H_0^*)\frac{\partial\Phi^*}{\partial t}, \qquad (7.27)$$

где $\frac{\partial\Phi^*}{\partial t}$ — оценка угловой скорости вращения радиуса-вектора $\boldsymbol{\rho}$, получаемая обычно с помощью астроинерциальной системы. Требуемая точность — порядка тысячных долей миллирадиана в секунду, т. е. также достаточно высока. Полная скорость КА определяется двумя составляющими: модулем $v_0 = (v_\rho^2 + v_{\rho\perp}^2)^{1/2}$ и углом наклона траектории $\gamma_{тр} = \mathrm{arctg}\,(v_{\rho\perp}/v_\rho)$.

В состав посадочного комплекса (рис. 7.20) входят командная радиосистема передачи информации (РСПИ) с антенной A_0, обеспечивающая прием команд $\mathbf{u}_{НКУ}$ от наземного комплекса управления; нерадиотехнические системы астроориентации и гиростабилизации, а также акселерометры, радиовысотомеры больших ($H_0 \approx 10^2$ км) и малых ($H_0 \approx 10$ км) высот; посадочный ДИС и БЭВМ, формирующая на основе всей поступающей информации вектор команд $\mathbf{u}_к$ на органы управления двигателей малой и большой тяги.

Посадка КА обычно проводится в два этапа. На первом с помощью тормозного двигателя большой тяги гасится значительная часть входной скорости $v_{вх} \approx v_0$ в точке O_0 начала тра-

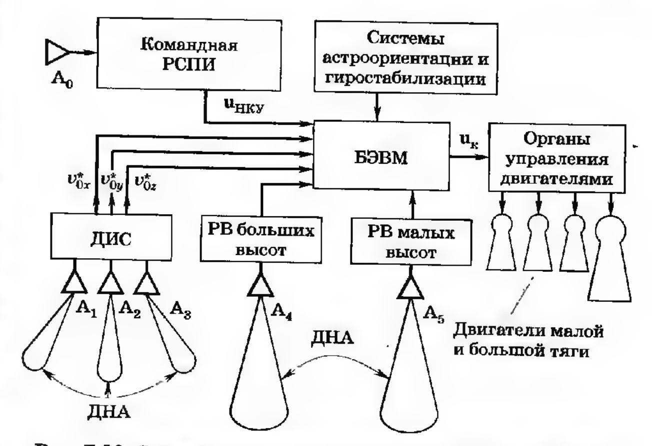


Рис. 7.20. Структурная схема посадочного радиокомплекса

ектории спуска. Для этого надо определить радиус ρ в этой точке по формуле (7.26) с помощью РВ больших высот. Затем с помощью астроинерциальной системы ориентировать продольную ось $z_{об}$ КА (совпадающую с осью тормозного двигателя) по направлению вектора $\mathbf{v}_{вх}$. Двигатель должен выдать по заранее заложенной программе тормозной импульс, после чего совместно с РВ больших высот он может быть отделен от КА за ненадобностью.

На втором этапе безатмосферной посадки обычно используется метод гравитационного разворота КА [10], проиллюстрированный на рис. 7.21, *а* для одной плоскости $Ox_{оп}z_{оп}$, перпендикулярной среднему уровню поверхности небесного тела. После гашения скорости v_0 КА начинает спускаться по траектории, близкой к гравитационной вертикали, совпадающей с местной вертикалью $z_{оп}$. Для мягкой посадки КА необходимо погасить начальную скорость v_0 до 3 ... 10 м/с, при этом боковые составляющие должны быть примерно на порядок меньше, чтобы исключить опрокидывание. По той же причине требуется выбрать достаточно горизонтальную площадку для посадки. Эту задачу можно решить с помощью радиовертиканта (разд. 7.2), совмещенного, например, с ДИС.

На заключительном этапе посадки КА снижается по расчетной фазовой траектории $H_0(v_{0\perp})$ (рис. 7.21, *б*), которая связывает необходимую высоту H_0 полета и вертикальную составляющую $v_{0\perp} \approx v_{0z}$ скорости. После основного тормозного импульса на первом этапе КА имеет высоту H_A и вертикальную скорость

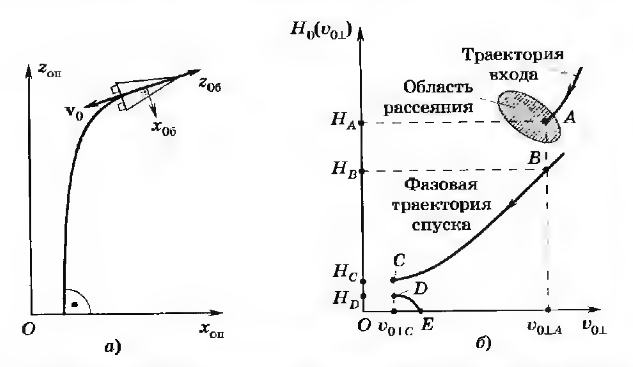


Рис. 7.21. Геометрические соотношения при посадке КА методом гравитационного разворота (*а*) и при управляемом спуске (*б*)

$v_{0\perp A} \approx v_{вх}$ в точке *A*, отмеченной на рис. 7.21, *б*. Разброс этих параметров за счет различных ошибок показан заштрихованной областью рассеяния в конце траектории входа КА.

Далее с произвольной точки этой области идет спуск с неизменной скоростью до точки *B* с высотой H_B, соответствующей началу расчетной номинальной фазовой траектории (профилю) мягкой посадки — кривая *BCDE* на рис. 7.21, *б*. Основной ее участок *BC* определяется уравнением равномерно-замедленного движения при заданных в точке *C* значениях высоты H_C и составляющей скорости $v_{0\perp C}$, которые соответственно имеют значения порядка десятков метров и единиц метров в секунду. На участке *CD* идет снижение с постоянной скоростью. В точке *D* двигатели выключаются, и $v_{0\perp}$ постепенно возрастает до точки касания *E*, что обеспечивает вертикальную устойчивость КА.

Необходимая фазовая скорость на участке *BC* задается соотношением [10]

$$v_{0\perp}(H_0) = [2(W_{0\perp} - g_{нт})(H_0 - H_C) + v_{0\perp C}^2]^{1/2}, \qquad (7.28)$$

где $W_{0\perp}$ — номинальное тормозное ускорение КА в инерциальной системе координат за счет тяги двигателей на втором этапе; $g_{нт}$ — ускорение свободного падения на поверхность небесного тела. Для удержания КА на фазовой траектории $H_0(v_{0\perp})$ проводится регулирование ускорения $W_{0z} \approx W_{0\perp}$ торможения по продольной оси $z_{об}$ КА (рис. 7.22). Для этого пропорционально рассогласованию по вертикальной составляющей скорости

$$\Delta v_{0\perp} = v_{0\perp}^* - v_{0\perp}(H_0^*)$$

вырабатывается сигнал команды $u_{кF}(t)$ на органы управления силой тяги $F_{тяг}(t)$ двигателей, которая изменяет ускорение $W_{0\perp}(t) = (1/m_{КА})F_{тяг}(t)$, где $m_{КА}$ — масса КА.

Вектор ускорения (торможения) $\mathbf{W}_0$ с помощью кинематического звена *КЗ1* по схеме рис. 7.22 преобразуется в высоту $H_0(t)$ и вектор скорости $\mathbf{v}_0(t)$ путем интегрирования соответствующих составляющих и добавления к приращениям $\Delta H_0(t)$ и $\Delta \mathbf{v}_0(t)$ начальных условий H_A и $\mathbf{v}_{0A}$ в точке *A*, в которой контуры управления замыкаются (включаются).

Для устойчивости контура используется сигнал обратной связи по продольному ускорению W_{0z}, которое измеряется акселерометром. Этот сигнал подается на формирователь команд $ФК_F$ в *БЭВМ*.

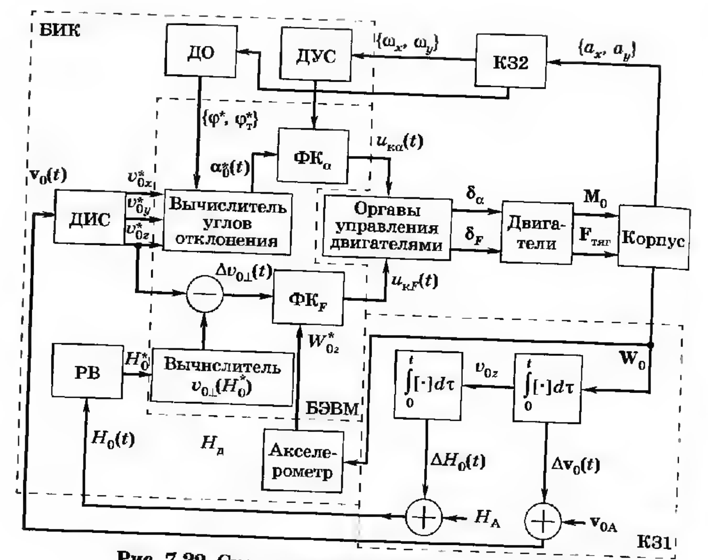


Рис. 7.22. Схема контура радиоуправления КА при его посадке методом гравитационного разворота

Второй контур регулирования на рис. 7.22 ориентирует ось $z_{0б}$ КА по вектору $\mathbf{v}_0$ для гравитационного разворота. Его основой является *ДИС*, измеряющий продольную v_{0z} и поперечные v_{0x}, v_{0y} составляющие $\mathbf{v}_0$ в инерциальной системе координат. Оценки $v_{0xб}^*$, $v_{0yб}^*$, $v_{0zб}^*$ в бортовой системе координат формируются в *БЭВМ* на основе данных об углах φ и $\varphi_т$ отклонения оси $z_{0б}$ в горизонтальной и вертикальной плоскостях инерциальной системы координат. Эти данные поступают от астроинерциальных датчиков ориентации *ДО*. В итоге в *БЭВМ* вычисляются углы отклонения $\alpha_{0x}^* \approx v_{0xб}^*/v_{0zб}^*$ и $\alpha_{0y}^* \approx v_{0yб}^*/v_{0zб}^*$.

Эти углы задают отклонения оси $z_{0б}$ от направления $\mathbf{v}_0$ в перпендикулярных плоскостях, проходящих через $z_{0б}$ и ортогональные оси $x_{0б}$ и $y_{0б}$. Совокупность углов $\boldsymbol{\alpha}_0^* = \{\alpha_{0x}^*, \alpha_{0y}^*\}$ поступает в формирователь команд *ФК*$_\alpha$, куда также поступают данные с датчика угловых скоростей *ДУС* о соответствующих угловых скоростях ω_x, ω_y КА вокруг осей инерциальной системы координат. Эта отрицательная обратная связь повышает устойчивость ориентации КА.

Под действием сформированного сигнала команды $u_{к\alpha}(t)$ пропорционально $\alpha_0^*(t)$ органы управления вырабатывают воздействия δ_α на двигатели малой тяги, которых обычно не менее трех. Эти двигатели за счет асимметрии тяги создают совокупность вращательных моментов $\mathbf{M}_0 = \{M_{xб}, M_{yб}\}$ вокруг осей $x_{0б}$ и $y_{0б}$. Получаемые под действием моментов угловые ускорения a_x, a_y интегрируются в кинематическом звене *КЗ2*, образуя угловые скорости ω_x, ω_y и углы φ, $\varphi_т$ ориентации. Изменение этих углов меняет направление силы тяги $\mathbf{F}_{тяг}$ так, чтобы оно совпало с направлением $\mathbf{v}_0$, что и требуется для гравитационного разворота КА.

Таким образом, на этапе коррекции траектории КА и его мягкой безатмосферной посадки на произвольный участок местности необходимо измерять четыре параметра: высоту и три составляющие скорости. Это можно обеспечить с помощью автономных радиосистем. Основные погрешности измерения этих параметров рассмотрены в разд. 7.2.

При решении ряда задач применение АРС для радиоуправления КА ограничено дальностью действия и точностью измерения АРС, а также спецификой их работы над пересеченной местностью. Отсюда дополнительно возникает задача измерения профиля рельефа с целью определения еще двух координат $x_ц$, $y_ц$ площадки места посадки и измерения собственных координат x_0, y_0 КА для его наведения в горизонтальной плоскости. Для этого возможно применение АРС, основанной на распознавании образов (разд. 7.4). Например, при «обучении» эталонный образ посадочной площадки может быть получен с орбиты при облете небесного тела, а при «самообучении» эталонный образ формируется в процессе снижения и наведения КА на площадку, удовлетворяющую выбранному критерию.

7.6. Полуавтономное радиоуправление

7.6.1. Общие принципы

Выше были рассмотрены системы радиоуправления с полной автономностью: информационной и аппаратурной. Наряду с ними существуют и системы полуавтономного радиоуправления, в которых имеется информационная автономность, а аппаратурная — отсутствует, поскольку при определении

вектора состояния УО λ_0 используется аппаратура, расположенная вне УО. Примерами такой аппаратуры могут служить передающие устройства, облучающие («подсвечивающие») естественные радиоориентиры (например, подстилающую поверхность), а также передающие либо приемопередающие устройства, выполняющие функции искусственных радиоориентиров. В полуавтономных системах с «подсветкой» внешняя аппаратура играет вспомогательную роль и не участвует в информационном обмене между подсистемами, поскольку вектор состояния УО, как и в случае полной автономности, определяется относительно естественного радиоориентира. Следовательно, функционирование таких полуавтономных систем не имеет принципиальных отличий по сравнению со случаем полной автономности. Поэтому далее остановимся на системах полуавтономного радиоуправления с искусственными радиоориентирами.

Искусственные радиоориентиры — это специальные опорные станции (ОС), которые могут быть как стационарными, так и подвижными. При этом вектор состояния ОС $\lambda_{ОС}$ в выбранном координатном пространстве в каждый момент времени должен быть известным на УО. Опорные станции могут работать в режиме маяков, непрерывно или через определенные интервалы времени излучающих информационные сигналы, либо в режиме ответчиков, ретранслирующих запросные сигналы УО. Сигналы ОС формируют информационное радиополе, характеристики которого в точке расположения УО содержат информацию о состоянии УО относительно ОС $\lambda_{0/ОС}$. Измерение этих характеристик, осуществляемое радиокоординатором УО, позволяет при известном $\lambda_{ОС}$ определить вектор состояния УО λ_0 в выбранном координатном пространстве.

Таким образом, радиосредства полуавтономного радиоуправления представлены измерительной радиосистемой (радиосистемой извлечения информации), в состав которой входят целевая аппаратура ОС и радиокоординатор УО. Если информационное поле, с которым работает данный УО, формируется только одной ОС, то измерительная радиосистема называется однопозиционной, если сетью из нескольких взаимосвязанных ОС — многопозиционной. При работе ОС в режиме радиомаяка измерительная система является пассивной (беззапросной), при работе в режиме ответчика — активной (запросной).

Общая задача определения вектора состояния λ_0, решаемая радиокоординатором УО, на практике обычно разбивается на два этапа: вначале на ***этапе первичной обработки*** радиоизмерителями оцениваются те или иные информационные параметры радиосигналов ОС (задержки, доплеровские смещения частоты и др.) и однозначно связанные с ними соответствующие компоненты вектора $\lambda^*_{0/ОС}$ (оценки дальностей, радиальных скоростей и др.), а затем на ***этапе вторичной обработки*** в вычислителе формируется оценка λ^*_0 с использованием известных функциональных зависимостей λ_0 от $\lambda_{0/ОС}$.

Структурная схема контура полуавтономного управления применительно к задаче управления движением ЛА представлена на рис. 7.23. Здесь в бортовом запоминающем устройстве записаны известные заранее характеристики цели $\lambda_ц$, в качестве которых могут выступать параметры требуемой траектории ЛА (при полете по фиксированной траектории) либо координаты объекта наведения (при полете по нефиксированной траектории). Формирователь команд, используя информацию о $\lambda_ц$ и оценку вектора состояния УО λ^*_0, формируемую бортовым радиокоординатором ЛА, вырабатывает командный сигнал $\mathbf{u}_к$ в соответствии с выбранным алгоритмом управления. Автопилот преобразует командный сигнал в необходимое отклонение рулевых органов, что приводит к изменению параметров движения УО λ_0. Кинематическое звено описывает соотношения между параметрами состояния УО λ_0 и ОС $\lambda_{ОС}$ и измеряемыми радиокоординатором относительными параметрами $\lambda^*_{0/ОС}$. Аналогичным образом могут быть построены и контуры управления другими типами объектов.

В настоящее время одним из перспективных решений в области полуавтономного радиоуправления является использование многопозиционных глобальных спутниковых измери-

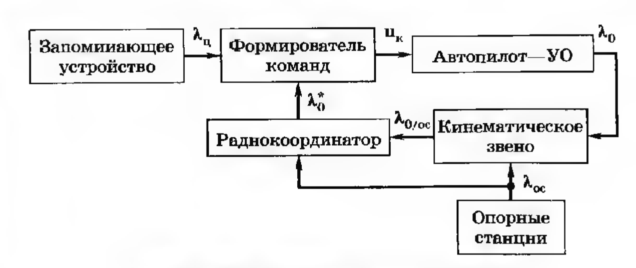


Рис. 7.23. Структурная схема контура полуавтономного радиоуправления

тельных радиосистем ГЛОНАСС и GPS [11, 12], в которых ОС расположены на ИСЗ, т. е. являются подвижными. Структуры орбитальных группировок ИСЗ этих систем (см. разд. 2.2) обеспечивают формирование непрерывного по пространству и времени информационного радиополя до высоты порядка 2000 км над поверхностью Земли. В системах ГЛОНАСС и GPS ИСЗ работают в режиме радиомаяков, что позволяет осуществлять пассивное (беззапросное) самоопределение состояния неограниченному числу различных типов УО и тем самым реализовывать универсальные системы полуавтономного управления неограниченной пропускной способности. При этом в системе GPS используется структурное кодовое разделение информационных сигналов отдельных ИСЗ, а в системе ГЛОНАСС — структурное квазичастотное.

Для определения пространственных координат УО x, y, z в прямоугольной геоцентрической системе координат $O_з XYZ$ (рис. 7.24) в спутниковых системах управления используется ***псевдодальномерный метод*** [1], который позволяет осуществлять беззапросные измерения в условиях наличия расхождения бортовой шкалы времени ИСЗ и шкалы времени УО на произвольную априори не известную величину ΔT_0. Истинная дальность от i-го ИСЗ с координатами x_i, y_i, z_i (на момент измерения) до УО (рис. 7.24)

$$D_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2},\ i = 1, \ldots, N, \qquad (7.29)$$

где N — число ИСЗ, сигналы которых принимает УО. Этой дальности соответствует запаздывание принимаемого УО радиосигнала относительно излученного ИСЗ $\tau_i = D_i/c$, где c —

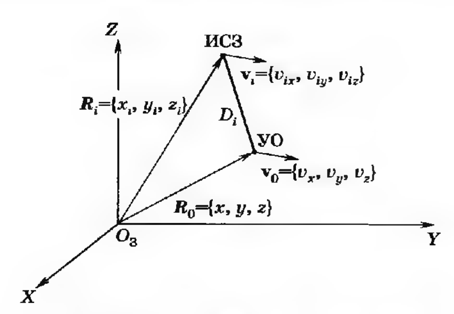


Рис. 7.24. Геометрические соотношения при полуавтономном радиоуправлении

скорость распространения радиоволн. Если на УО момент излучения сигнала ИСЗ известен с точностью до ΔT_0, то на УО фактически измеряется задержка $\tau_{\Pi i} = \tau_i + \Delta T_0$, которой соответствует расстояние $D_{\Pi i} = \tau_{\Pi i} c = D_i + \Delta T_0 c$, называемое *псевдодальностью.* Тогда с учетом (7.29)

$$D_{\Pi i} = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} + \Delta T_0 c,\ i = 1, \ldots, N. \qquad (7.30)$$

Таким образом, при известных на УО координатах x_i, y_i, z_i каждого i-го ИСЗ всего имеется четыре неизвестных параметра x, y, z, ΔT_0, для определения которых необходимо иметь систему минимум из четырех ($N = 4$) нелинейных уравнений (7.30), т. е. нужно измерять псевдодальности по крайней мере до четырех ИСЗ.

Аналогичным образом, при измерении компонент вектора скорости УО $\dot{x} \equiv v_x$, $\dot{y} \equiv v_y$, $\dot{z} \equiv v_z$ (рис. 7.24) используется ***псевдорадиально-скоростной метод***, допускающий расхождение несущих частот сигнала ИСЗ и частоты гетеродина УО на некоторую априори не известную величину ΔF_0. Так, дифференцирование по времени (7.29) дает истинную скорость изменения дальности до i-го ИСЗ $\dot{D}_i$, которой соответствует доплеровское смещение частоты сигнала i-го ИСЗ $F_{Дi} = -\dot{D}_i f_i/c$, где f_i — частота несущего колебания i-го ИСЗ. При наличии частотного сдвига ΔF_0 на УО фактически измеряется частота $F_{\Pi Дi} = F_{Дi} + \Delta F_0 = -\dot{D}_{\Pi i} f_i/c$, где $\dot{D}_{\Pi i}$ — *псевдоскорость*:

$$\dot{D}_{\Pi i} = \frac{1}{D_i}[(x_i - x)(\dot{x}_i - \dot{x}) + (y_i - y)(\dot{y}_i - \dot{y}) + (z_i - z)(\dot{z}_i - \dot{z})] - \Delta F_0 c/f_i,\ i = 1, \ldots, N, \qquad (7.31)$$

где $\dot{x}_i \equiv v_{ix}$, $\dot{y}_i \equiv v_{iy}$, $\dot{z}_i \equiv v_{iz}$ — составляющие скорости i-го ИСЗ, известные на УО для момента измерения. Отсюда видно, что для определения координат и скорости УО вместе с неизвестными смещениями ΔT_0, ΔF_0 в принципе требуется решать совместно минимум $2N = 8$ уравнений (7.30), (7.31), поскольку они не являются независимыми. На практике используют слабую зависимость систем уравнений (7.30) и (7.31) и сначала из (7.30) находят координаты УО x, y, z, а затем решают систему минимум $N = 4$ линейных уравнений (7.31) относительно составляющих вектора скорости УО и частотной поправки.

Таким образом, при использовании спутниковых измерительных радиосистем измеряемыми на УО параметрами информационного радиополя являются задержки и доплеровские смещения частоты сигналов ОС, характеризующие относительный вектор состояния УО $\lambda_{0/OC} = \{D_{\Pi i}, \dot{D}_{\Pi i}\}_{i=1}^{N}$. Полный вектор состояния УО, который может быть определен по результатам измерений, содержит восемь элементов: три пространственные координаты, три составляющие вектора скорости и поправки по времени и частоте для местного эталонного генератора, т. е. $\lambda_0 = \{x, y, z, \dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \Delta T_0, \Delta F_0\}$. Для этого требуется, чтобы в зоне радиовидимости УО в каждой точке обслуживаемого пространства в любой момент времени находились одновременно как минимум четыре ИСЗ ($N = 4$), что обеспечивается соответствующими структурами орбитальных группировок систем GPS и ГЛОНАСС [11, 12].

Как правило, в зоне видимости УО имеется избыточное число ИСЗ $N > 4$. Поэтому для повышения точности определения λ_0 в современных радиокоординаторах применяются многоканальные измерительные устройства, позволяющие одновременно измерять псевдодальности и псевдоскорости для всех видимых ИСЗ, а в вычислителе для оценки λ_0 при вторичной статистической обработке выборки избыточных измерений используется ***метод наименьших квадратов*** (см. разд. 2.7.1).

Так, при определении с использованием метода наименьших квадратов вектора состояния $\lambda_{01} = \{x, y, z, \Delta T_0\} \subset \lambda_0$ оценка вектора поправок $\Delta\lambda_{01}^*$ в линеаризованной задаче для некоторого шага итерационного процесса определяется следующим образом:

$$(\Delta\lambda_{01}^*)^{\mathrm{T}} = (\mathbf{C}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\mathbf{C})^{-1}\,\mathbf{C}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\,[\lambda_{0/OC1}^* - \lambda_{0/OC1}(\lambda_{01}^*)]^{\mathrm{T}}, \qquad (7.32)$$

где $\mathbf{C}$ — матрица ($N \times 4$) частных производных псевдодальностей (7.30) по компонентам вектора λ_{01}, рассчитанная по оценке λ_{01}^* предыдущей итерации; $\mathbf{P}$ — диагональная матрица ($N \times N$) весовых коэффициентов, обратно пропорциональных дисперсиям ошибок измерения псевдодальностей; $\lambda_{0/OC1}^*$ — вектор-строка ($1 \times N$) измеренных псевдодальностей; $\lambda_{0/OC1}(\lambda_{01}^*)$ — вектор-строка ($1 \times N$) псевдодальностей (7.30), рассчитанных по оценке λ_{01}^* предыдущей итерации.

Вектор $\lambda_{02} = \{\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \Delta F_0\} \subset \lambda_0$ также определяется с использованием метода наименьших квадратов, но в этом случае в силу линейности уравнений (7.31) процесс является неитерационным (одношаговым).

Отметим, что часто в практических задачах управления представляют интерес параметры состояния УО не в геоцентрической системе координат (см. рис. 7.24), а в каких-либо иных глобальных или местных земных координатных системах. В этих случаях в вычислителе радиокоординатора УО предусматривается возможность соответствующего пересчета вектора λ_0^*.

Необходимые для расчета λ_0^* пространственные координаты и составляющие скорости ИСЗ $\lambda_{OC} = \{x_i, y_i, z_i, \dot{x}_i, \dot{y}_i, \dot{z}_i\}_{i=1}^{N}$ для требуемого текущего момента времени вычисляются на УО на основе краткосрочного прогноза траекторий ИСЗ с использованием так называемой ***эфемеридной информации*** — информации о параметрах движения ИСЗ, непрерывно передаваемой каждым ИСЗ в составе своих служебных сообщений. Кроме того, соотношения (7.30), (7.31) предполагают, что параметры ΔT_0, ΔF_0 являются одинаковыми для всех ИСЗ, что справедливо, если измерения на УО проводятся одномоментно по всем ИСЗ и все ИСЗ функционируют в единой частотно-временной шкале. Фактически взаимная синхронизация излучений ИСЗ осуществляется с конечной точностью, поэтому информация о смещении бортовой частотно-временной шкалы каждого ИСЗ относительно эталонной высокостабильной шкалы также передается на УО в виде поправок в составе служебных сообщений ИСЗ.

Вся служебная информация, передаваемая ИСЗ, подразделяется на оперативную и неоперативную. Эфемеридные данные, метки бортовой шкалы времени ИСЗ, частотно-временные и другие поправки относятся к оперативной служебной информации, которая необходима непосредственно для расчета вектора состояния УО. Каждый ИСЗ передает оперативную информацию, относящуюся только к данному ИСЗ. Долговременная служебная информация, или ***альманах***, как и оперативная, характеризует параметры движения и аппаратуры ИСЗ, однако в отличие от оперативной долговременная информация, передаваемая каждым ИСЗ, относится ко всем ИСЗ орбитальной группировки. Кроме того, долговременная информация нужна не для собственно расчета вектора состояния УО, а только для процедуры выбора рабочего созвездия ИСЗ, поиска их сигналов и вхождения в связь, поэтому требования к точности долговременной информации могут быть занижены.

Служебная информация формируется в основном наземным комплексом командного управления орбитальной группировкой ИСЗ (см. гл. 2) и в сеансах связи закладывается в память бортовой ЭВМ каждого ИСЗ для последующей ре-

трансляции на УО (небольшая часть служебной информации формируется непосредственно аппаратурой ИСЗ). Именно высокостабильный стандарт времени и частоты наземного комплекса управления задает эталонную частотно-временную шкалу спутниковой измерительной системы, с которой синхронизируются (с конечной точностью) все бортовые шкалы ИСЗ, а также местная шкала УО — в результате определения состояния УО. Кроме того, возможна синхронизация местной шкалы УО и с выбранной универсальной шкалой, если ИСЗ в составе служебной информации передают данные о расхождении эталонной наземной шкалы с универсальной.

Таким образом, сигналы, излучаемые ИСЗ, должны обеспечивать как измерение координат УО, так и передачу служебной информации. Для решения этой задачи радиолинии ИСЗ—УО строятся как ***совмещенные*** (разд. 3.1). При этом энергетически эффективное уплотнение каналов передачи информации и измерений, а также обеспечение высокой точности измерений одновременно по дальности и скорости достигается использованием фазоманипулированных псевдошумовых сигналов, рассмотренных в разд. 3.1. В этом случае псевдодальность измеряется по задержке дальномерного кода — двоичной псевдослучайной последовательности, а радиальная псевдоскорость — по доплеровскому смещению несущей частоты сигнала, принимаемого УО. Принцип формирования ПШС, излучаемого ИСЗ системы GPS, можно проследить по рис. 3.3: вначале двоичные символы $\mu(t)$ (см. рис. 3.3, *а*), передающие кодированную служебную информацию, складываются по модулю 2 с дальномерной ПСП (см. рис. 3.3, *г*), а затем несущее колебание (см. рис. 3.3, *б*) манипулируют по фазе результатом сложения. Соответственно радиокоординаторы современных спутниковых систем управления представляют собой аппаратно-программные устройства приема и обработки ПШС, аналогичные рассмотренным в разд. 3.4 и 3.5.

7.6.2. Области применения и точность оценки состояния управляемых объектов

Рассмотрим вначале систему полуавтономного спутникового радиоуправления движением атмосферного ЛА, структурная схема которой была изображена на рис. 7.23. В качестве примера конкретизируем ее для случая движения ЛА в горизонтальной плоскости, уже рассматривавшегося в разд. 7.3.2 и 7.4.3 применительно к полностью автономному управлению. Как и ранее, будем полагать, что команда управления формируется в соответствии с алгоритмом (7.16), т. е. таким

образом, чтобы в процессе наведения направить вектор скорости ЛА на цель (см. рис. 7.11):

$$u_к = k_{ФК}(\psi_ц - \gamma_{УО}).$$

Соответствующая схема контура полуавтономного спутникового радиоуправления изображена на рис. 7.25.

Оцениваемыми с помощью радиокоординатора компонентами вектора состояния УО при управлении движением в горизонтальной плоскости являются две координаты x_0, y_0 и две составляющие скорости v_{0x}, v_{0y}. Следовательно, по результатам измерений оценки углов $\psi_ц$ и $\gamma_{УО}$, необходимые для формирования командного сигнала, могут быть получены в виде $\psi_п^* = \operatorname{arctg}\dfrac{y_ц - y_0^*}{x_ц - x_0^*}$, $\gamma_{УО}^* = \operatorname{arctg}\dfrac{\dot y_0^*}{\dot x_0^*}$, и, таким образом, формирователь команды реализует следующий алгоритм: $u_к = k_{ФК} \times \times\left(\operatorname{arctg}\dfrac{y_ц - y_0^*}{x_ц - x_0^*} - \operatorname{arctg}\dfrac{\dot y_0^*}{\dot x_0^*}\right)$.

Кинематические связи в контуре отображены двумя звеньями. В первом для текущего угла отклонения траектории $\gamma_{УО}$ по

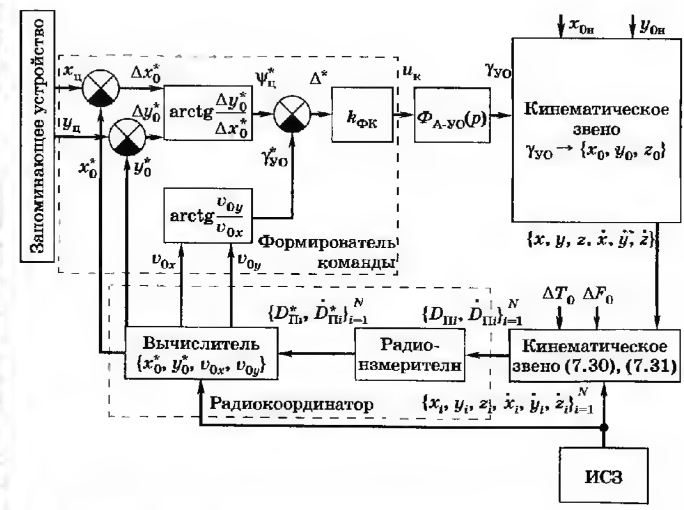


Рис. 7.25. Схема контура полуавтономного радиоуправления движением ЛА в горизонтальной плоскости

(7.13), (7.14) определяются координаты и компоненты скорости в горизонтальной плоскости, которые затем пересчитываются в вектор состояния УО в геоцентрической системе координат (см. рис. 7.24). Второе кинематическое звено реализует соотношение (7.30), (7.31) и дает вектор измеряемых псевдодальностей и псевдоскоростей.

Анализ представленного на рис. 7.25 контура управления с целью исследования характеристик ошибок управления $\Delta x_0 = x_ц - x_0$, $\Delta y_0 = y_ц - y_0$, а также устойчивости системы в общем случае может быть проведен с помощью имитационного моделирования. В результате этого анализа, в частности, можно сформулировать требования к точности измерительной подсистемы контура управления.

В настоящее время спутниковые радиосистемы широко используются при управлении атмосферными и околоземными космическими летательными аппаратами, морскими и речными судами, автомобильным и железнодорожным транспортом. Интенсивно развивается спутниковое радиоуправление сельскохозяйственными, строительными и дорожными машинами, а также отдельными рабочими органами машин: контейнерами при погрузочно-разгрузочных работах, лезвиями грейдеров и ковшами экскаваторов при землеустроительных работах и т. п. Помимо перечисленных выше задач, в которых осуществляются оценка координат и скорости и управление движением и ориентацией объектов, спутниковые системы могут использоваться для управления стандартами времени и частоты и тем самым обеспечивать, например, синхронизацию любых зависимых от времени систем и приложений. Так, в частности, GPS-управление применяется для обеспечения синхронизации в сотовых системах связи с кодовым многостанционным доступом (CDMA). Наконец, спутниковые системы применяются при управлении производственно-технологическими процессами, требующими прецизионного позиционирования, например, при проведении геодезических и топографических работ.

Системы управления различными типами УО могут быть представлены схемами контуров, аналогичными изображенной на рис. 7.25, анализ показателей качества которых позволяет сформулировать требования к точности определения вектора состояния УО в каждой конкретной задаче. Некоторые примеры требуемых значений среднеквадратических ошибок определения местоположения в горизонтальной плоскости $\sigma_{мг}$ и высоты σ_H представлены в табл. 7.1 [11, 12].

Таблица 7.1

Решаемая задача	Требуемое значение $\sigma_{мг}$, м	Требуемое значение σ_H, м
Маршрутный полет самолета	250 ... 5800	30 ... 40
Заход самолета на посадку по категориям Международной организации гражданской авиации (ICAO)	2 ... 8,5	0,2 ... 2
Некатегорированный заход самолета на посадку	50	—
Специальные полеты самолета (для аэрофотосъемки, разведки полезных ископаемых, поиска и спасения и др.)	1 ... 10	—
Плавание морских судов в открытом море (океане)	1400 ... 3700	—
Плавание морских судов в прибрежной зоне	60 ... 100	—
Плавание морских судов в акваториях портов и гаваней, в проливных зонах и узкостях	8 ... 20	—
Специальное плавание морских судов (при проведении картографических, океанографических, геологоразведочных и др. работ)	0,25 ... 5	—
Движение наземных транспортных средств	10 ... 50	—
Специальное движение наземных транспортных средств (при перевозке экологически опасных и ценных грузов, поиске угнанных средств и др.)	1,5 ... 5	—
Управление наземными машинами, агрегатами и производственно-технологическими процессами при проведении землеустроительных, геологоразведочных и геодезических работ	0,01 ... 5	—

Посмотрим, в какой мере могут удовлетворить этим требованиям спутниковые системы GPS и ГЛОНАСС.

Основные *составляющие погрешностей измерения псевдодальностей (задержек) и псевдоскоростей (доплеровских частот)* на этапе первичной обработки в радиокоординаторе УО в зависимости от их происхождения делятся на:

- погрешности частотно-временного и эфемеридного обеспечения ИСЗ;
- погрешности, вносимые на трассе при распространении радиосигналов ИСЗ;
- погрешности, вносимые внешними источниками мешающих излучений;
- погрешности, вносимые радиокоординатором УО.

Погрешности частотно-временного обеспечения ИСЗ возникают вследствие нестабильности характеристик бортового эталона времени и частоты ИСЗ, наличия задержек в аппаратуре ИСЗ, а также несовершенства процедуры коррекции влияния этих факторов. Непосредственная аппаратная коррекция бортовых шкал времени и частоты ИСЗ по командным сигналам с наземного комплекса управления осуществляется эпизодически. В промежутках между аппаратными коррекциями наземный комплекс управления формирует модель ухода этих шкал, по которой рассчитываются и затем закладываются в память бортовой ЭВМ каждого ИСЗ частотно-временные поправки, передаваемые в дальнейшем на УО в составе служебных сообщений ИСЗ для обеспечения алгоритмической коррекции бортовых шкал ИСЗ на УО. В результате компонента дальномерной погрешности, связанная с непрогнозируемым уходом бортовой шкалы времени ИСЗ, для системы GPS имеет значение порядка 1...2 м.

Погрешности эфемеридного обеспечения вызваны неточностью определения параметров орбит ИСЗ в наземном комплексе управления и непроизвольными смещениями ИСЗ относительно экстраполированной орбиты. Так, в системе GPS эквивалентная дальномерная среднеквадратическая ошибка, вызванная погрешностями эфемеридного обеспечения, не превосходит нескольких метров.

Погрешности, вносимые на трассе при распространении радиосигналов ИСЗ, включают в себя тропосферные погрешности, ионосферные погрешности и погрешности из-за многолучевого распространения радиоволн. Особенности влияния тропосферы и ионосферы на точность измерения дальности и радиальной скорости, а также методы учета этого влияния применительно к космическим радиолиниям уже были описаны в разд. 3.5.3, 3.5.4 и остаются справедливыми в настоящем рассмотрении. Фактически все методы учета тропосферных и ионосферных погрешностей сводятся к тому или иному способу их компенсации в радиокоординаторе, и точность измерений ухудшают только остаточные погрешности из-за неполной компенсации. Так, дополнительная тропосферная задержка сигнала может достигать 8...80 нс, а введение поправок, полученных с использованием модели тропосферы, позволяет уменьшить тропосферную ошибку в 12...25 раз. Значение дополнительной ионосферной задержки изменяется в широких пределах — от 5 до 500 нс, и проведение на основе модели иносферы коррекции снижает ее примерно в 2 раза. Двухчастотный метод компенсации ионосферных ошибок, реализуемый при излучении и приеме сигналов ИСЗ на двух несущих частотах, является более точным: он позволяет получить остаточную погрешность по задержке порядка десятых долей — единиц наносекунд.

Погрешности из-за многолучевого распространения обусловлены тем, что на приемную антенну радиокоординатора УО в общем случае может поступать не только прямой сигнал от ИСЗ, но и множество сигналов, переотраженных от земной и морской поверхностей, зданий и т. п. При этом отраженные сигналы могут быть соизмеримы по уровню с прямым сигналом. В результате интерференции имеют место существенные искажения полезного сигнала, которые приводят к соответствующим ошибкам измерения его информационных параметров. Экспериментальные и теоретические исследования показывают существенный разброс значений дальномерной погрешности из-за многолучевости, которая зависит от условий взаимного расположения ИСЗ, УО и отражающих объектов, методов приема сигнала и может достигать десятков метров. В наиболее неблагоприятных ситуациях многолучевость может привести к срыву слежения в следящих схемах. Для уменьшения ошибок многолучевости, порождаемых отражающими объектами, расположенными ниже приемной антенны радиокоординатора, используют антенны специальной конструкции, осуществляющие режекцию отраженных сигналов. Уменьшение ошибок многолучевости, вызванных наличием отражающих объектов выше приемной антенны, возможно за счет использования специальных технологий слежения за задержкой принимаемого сигнала. Эти технологии основаны на подборе специальных форм опорных сигналов

(стробов) в корреляторах следящих систем (см. разд. 3.4) и позволяют разделить прямой и отраженные сигналы. Такое разделение будет эффективным (т. е. не приведет к удалению части прямого сигнала вместе с отраженными), если отраженные сигналы запаздывают относительно прямого более чем на длительность фронта элемента дальномерной ПСП на выходе линейной части приемника. Указанные методы позволяют уменьшить ошибки многолучевости до десятых долей — единиц метров.

Трасса распространения также является причиной возможных глубоких замираний сигналов (главным образом из-за ослабления в кронах деревьев и местных предметах). Поэтому в радиокоординаторах предусматриваются специальные технологии обработки слабых сигналов и исключения или коррекции измерений с аномальными ошибками.

Погрешности, вносимые внешними источниками мешающих излучений, обязаны наличию шумов космического пространства, атмосферы и земного покрова, а также внутриполосных помех, создаваемых различными радиоэлектронными средствами. Для борьбы с мощными сосредоточенными по спектру и импульсными помехами от радиоэлектронных средств в современных радиокоординаторах используются специальные методы адаптивной компенсации этих помех, основанные на их оценивании и вычитании сигнала оценки из принимаемого сигнала. Возможна также пространственная режекция сильной помехи за счет адаптивного наведения минимума ДНА радиокоординатора на ее источник. Внешние шумовые помехи при анализе погрешностей пересчитываются на вход радиокоординатора и учитываются в суммарной шумовой температуре (разд. 2.6).

Основными погрешностями радиокоординаторов являются шумовые и динамические погрешности систем слежения за задержкой и несущей частотой полезного сигнала, а также погрешности, вызванные цифровой реализацией систем слежения. Методика расчета этих погрешностей для различных применяемых на практике схем слежения была рассмотрена в разд. 3.4, 3.5. Как следует из этого рассмотрения, ошибка измерения задержки уменьшается с уменьшением длительности элемента ПСП $\tau_{эл}$, однако при этом повышаются требования к точности системы вхождения в связь по задержке. Поэтому на практике задержка в радиокоординаторах систем GPS и ГЛОНАСС последовательно уточняется по двум разным ПСП, входящим в состав радиосигнала каждого ИСЗ: «грубой» ($\tau_{эл} \sim 10^{-6}$ с) и «точной» ($\tau_{эл} \sim 10^{-7}$ с). Обе ПСП могут передаваться одновременно на одной несущей частоте с помощью квадратурной фазовой манипуляции, т. е. со сдвигом по фазе на $\pi/2$. Типовые значения среднеквадратической дальномерной ошибки, вызванной погрешностями радиокоординатора (с учетом внешних шумов), составляют десятые доли — единицы метров.

На практике обычно справедливыми являются предположения о независимости отдельных источников погрешностей. В этих условиях дисперсии результирующих ошибок измерения псевдодальности и псевдоскорости равны сумме дисперсий соответствующих ошибок, вызванных разными источниками. В итоге типовые значения результирующих среднеквадратических погрешностей измерения псевдодальностей по задержке ПСП лежат в диапазоне 1,4...8,1 м [11, 12].

Погрешности оценки состояния УО λ_0^* определяются рассмотренными выше погрешностями измерения параметров относительного состояния $\lambda_{0/ОС}$ и алгоритмами вторичной обработки в вычислителе радиокоординатора. Если погрешности измерения псевдодальностей (псевдоскоростей) во всех каналах радиокоординатора взаимно независимы и имеют одинаковые статистические характеристики, то среднеквадратические ошибки определения параметров состояния УО рассчитываются умножением среднеквадратической ошибки измерения псевдодальностей (псевдоскоростей) на соответствующие коэффициенты, которые зависят от геометрии взаимного расположения ИСЗ рабочего созвездия и УО и называются поэтому ***геометрическими факторами*** [1, 11, 12]. Геометрические факторы в геоцентрической системе координат (см. 7.24) находятся на основе формул (7.30) и (7.31). При определении вектора состояния УО в другой системе координат геометрические факторы определяются с учетом соответствующих формул пересчета координат.

Тогда, например, для среднеквадратических ошибок определения местоположения УО в горизонтальной плоскости $\sigma_{мг}$ и в пространстве $\sigma_{мп} = \sqrt{\sigma_{мг}^2 + \sigma_H^2}$ имеем

$$\sigma_{мг} = \Gamma_{мг}\sigma_D, \; \sigma_{мп} = \Gamma_{мп}\sigma_D,$$

где $\Gamma_{мг}$, $\Gamma_{мп}$ — геометрические факторы в горизонтальной плоскости и в пространстве; σ_D — среднеквадратическая ошибка измерения псевдодальностей.

Очевидно, для повышения точности определения состояния УО желательно минимизировать значения геометриче-

ских факторов. Геометрические факторы будут тем меньше, чем дальше друг от друга разнесены в пространстве наблюдаемые ИСЗ. В частности, можно показать, что при наблюдении четырех ИСЗ наилучшие условия достигаются в случае, когда объем тетраэдра, в вершинах которого расположены ИСЗ, является наибольшим. Для наземного УО это обеспечивается тогда, когда один ИСЗ находится в зените над УО, а три другие равномерно расположены в горизонтальной плоскости; при этом $\Gamma_{мп} = 1{,}63$.

В то же время при неудачном (близком) расположении четырех ИСЗ геометрические факторы могут составлять десятки и сотни единиц. На практике уменьшение значений геометрических факторов реализуется за счет приема сигналов от всех видимых ИСЗ, число которых обычно избыточно (см. разд. 7.6.1). Это увеличивает вероятность наличия далеких один от другого ИСЗ в рабочем созвездии. Соответственно ухудшение геометрических факторов в этом случае связано с уменьшением числа видимых ИСЗ, а также их затенением препятствиями.

Типичное значение $\Gamma_{мг} \approx 2$, и соответствующее результирующее значение среднеквадратической ошибки определения горизонтальных координат составляет примерно 3...16 м. Дальнейшее повышение точности определения состояния УО возможно в задачах неоперативного управления за счет увеличения продолжительности наблюдений в фиксированной точке расположения УО и последующей совместной обработки всех измерений.

Сопоставление приведенных данных с табл. 7.1 показывает, что, несмотря на достаточно высокую точность местоопределения, обеспечиваемую спутниковыми системами GPS и ГЛОНАСС при измерениях по дальномерным кодам, существует целый ряд практических задач, для которых эта точность может быть недостаточной. Это прежде всего прецизионное управление геодезическими работами, высокоточное оперативное управление машинами, агрегатами и их рабочими органами, посадка воздушных судов по категориям ICAO и специальное движение наземных объектов. Для использования спутниковых систем радиоуправления при решении этих задач используются специальные методы повышения точности — ***дифференциальный режим*** измерений и ***фазовые измерения*** псевдодальности по несущей частоте, которые рассматриваются ниже.

7.6.3. Методы повышения точности

Дифференциальный режим измерений. Для реализации дифференциального режима (ДР) измерений требуются дополнительные технические средства, которые образуют ***дифференциальную подсистему*** (ДПС) спутниковой системы управления. Основным элементом ДПС является специальная стационарная наземная контрольно-корректирующая станция (ККС), на которой формируется и затем передается на УО корректирующая информация.

В состав ККС входят радиокоординатор, позволяющий определять вектор состояния ККС по сигналам ИСЗ в стандартном режиме измерений, формирователь корректирующей информации и передающее устройство. На УО к средствам ДПС относятся устройства приема и выделения корректирующей информации, а также устройства коррекции оценки вектора состояния УО, дополняющие стандартный радиокоординатор.

Контрольно-корректирующая станция эталонируется в результате привязки ее на местности по координатам с геодезически высокой точностью и использования радиокоординатора наивысшего класса точности. Радиокоординатор ККС дает оценку вектора относительного состояния ККС (псевдодальностей и псевдоскоростей) $\lambda^*_{ККС/ОС}$, которая затем сравнивается эталонным вектором состояния $\lambda_{ККС/ОС}$, рассчитанным по известным координатам ККС $\lambda_{ККС}$ и ИСЗ $\lambda_{ОС}$. Тем самым определяется погрешность измерения $\delta\lambda_{0/ОС} = \lambda_{ККС/ОС} - \lambda^*_{ККС/ОС}$, которая и передается в качестве корректирующей (дифференциальной) поправки на УО. Соответственно формирование уточненных данных об относительном состоянии УО проводится по формуле $\lambda^{**}_{0/ОС} = \lambda^*_{0/ОС} + \delta\lambda_{0/ОС}$ и предшествует этапу вторичной обработки информации.

Также существует ДР, в котором с ККС на УО осуществляется передача непосредственно координат ККС $\lambda_{ККС}$ и нескорректированных измерений псевдодальностей и псевдоскоростей $\lambda^*_{ККС/ОС}$ для последующей обработки на УО. В частности, такой режим используется в задачах управления по относительным координатам УО $\lambda^*_{0/ККС} = \lambda^*_0 - \lambda^*_{ККС}$, которые рассчитываются на УО по разности $\lambda^*_{0/ОС} - \lambda^*_{ККС/ОС}$. Заметим, что при использовании относительных координат точная геодезическая привязка ККС не является обязательной и, более того, ККС может быть подвижным объектом.

Таким образом, в ДР вектор состояния УО определяется по результатам приема и обработки сигналов информационного радиополя ИСЗ в двух пространственно разнесенных точках: на самом УО и на ККС. Очевидно, использование результатов измерений, проведенных на ККС, будет давать тем больший эффект повышения точности определения состояния УО, чем ближе погрешности измерений на ККС и УО в стандартном режиме. Это означает, что при реализации ДР существенное значение имеют соотношения между пространственным разносом ККС и УО и интервалом пространственной корреляции погрешностей, а также между интервалом времени от момента расчета поправок до момента их использования («возрастом» поправок) и интервалом временной корреляции погрешностей. Соответственно эффективная компенсация погрешностей измерений возможна только в пределах их пространственно-временной корреляции. К сильно коррелированным по пространству и времени погрешностям, для уменьшения которых может успешно применяться ДР, относятся прежде всего погрешности частотно-временного и эфемеридного обеспечения ИСЗ, а также ионосферные и в меньшей степени тропосферные погрешности.

Поскольку ККС имеет ограниченную зону действия, для увеличения рабочей зоны ДПС можно использовать несколько ККС. В зависимости от размера зоны обслуживания ДПС условно подразделяются на ***широкозонные, региональные и локальные.*** В широкозонных ДПС (рис. 7.26) размер зоны обслуживания составляет 5000...6000 км и более (вплоть до ***глобальных*** ДПС). Основу широкозонных ДПС составляет сеть ККС, информация от которых передается по наземным линиям связи на главные станции для совместной обработки с целью выработки общей корректирующей информации. Эта информация далее передается через наземные станции передачи данных (НСПД) по радиолиниям на УО либо непосредственно, либо с использованием связных ИСЗ-ретрансляторов (как на рис. 7.26) для увеличения дальности действия. Региональные ДПС предназначены для обслуживания отдельных регионов континента, моря, океана. Протяженность рабочей зоны в них может составлять от 400 до 2000 км и число ККС меньше, чем в широкозонных, обычно одна или несколько. Локальные ДПС имеют зону действия не более 200 км, как правило, включают одну ККС и осуществляют передачу корректирующей информации по радиолинии непосредственно с ККС или НСПД на УО.

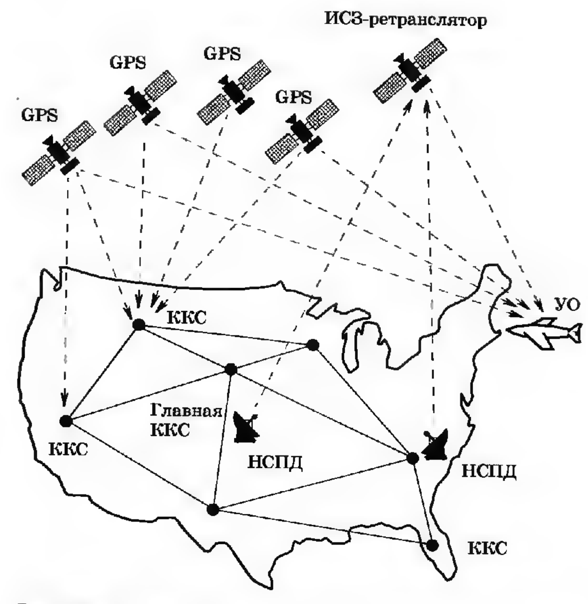


Рис. 7.26. Широкозонная дифференциальная подсистема

Возможен вариант, когда ККС излучает стандартный информационный радиосигнал — такой же, что и ИСЗ, в который дополнительно закладывается корректирующая информация. Подобную ККС принято называть ***псевдоспутником*** и соответственно выделять ДР с использованием псевдоспутников. Достоинствами этого метода являются отсутствие необходимости иметь на УО специальную аппаратуру приема поправочного сигнала, а также возможность улучшения геометрических факторов за счет увеличения избыточности наблюдений. Однако прием корректирующей информации возможен в данном методе ДР только в пределах дальности прямой видимости между псевдоспутником и УО.

Точность определения состояния УО при использовании ДР определяется, во-первых, локальными погрешностями ККС и УО, не устраняемыми дифференциальными измерениями, и, во-вторых, остаточными после дифференциальной коррекции компонентами коррелированных погрешностей. В пер-

вую группу входят шумовые погрешности и погрешности многолучевости, во вторую — погрешности частотно-временного и эфемеридного обеспечения, ионосферные и тропосферные погрешности. Дисперсия ошибки пространственного местоопределения УО в ДР может быть записана в виде

$$\sigma^2_{\text{мп-ДР}} = \sigma^2_{\text{ККС}} + \sigma^2_{\text{УО}} + \sigma^2_{\text{ост}}, \qquad (7.33)$$

где $\sigma^2_{\text{ККС}}$ и $\sigma^2_{\text{УО}}$ — дисперсии ошибок пространственного местоопределения, обязанных локальным погрешностям ККС и УО в стандартном режиме; $\sigma^2_{\text{ост}}$ — дисперсия ошибки, связанной с остаточными компонентами коррелированных погрешностей ККС и УО, которая может быть оценена приближенной формулой [11, 12]:

$$\sigma^2_{\text{ост}} \approx (\rho_0 + aT_{\text{ки}} + bL)^2 + \Gamma^2_{\text{мп}}\sigma^2_0\,(1 - \exp(-T_{\text{ки}}/T - L/L_{\text{C}}))^2,$$

где L — расстояние между ККС и УО в километрах; $T_{\text{ки}}$ — «возраст» корректирующей информации в секундах; $\rho_0 = 2{,}28$ м; $a = 1{,}32 \cdot 10^{-3}$ м/с; $b = 4{,}38 \cdot 10^{-4}$ м/км; $\sigma_0 = 3{,}66$ м; $T = 3847$ с; $L_{\text{C}} = 122{,}84$ км.

Соотношение (7.33) отражает тот факт, что в ДР по сравнению со стандартным режимом измерений квазипостоянные погрешности уменьшаются, а более быстро меняющиеся локальные — подчеркиваются за счет соответствующих погрешностей ККС с дисперсией $\sigma^2_{\text{ККС}}$. Именно поэтому в ДР стремятся использовать высокоточные измерительные средства на ККС. Также видно, что точность местоопределения повышается с уменьшением расстояния между УО и ККС и уменьшением «возраста» корректирующих данных. В ряде случаев для уменьшения влияния «возрастного» эффекта на УО осуществляют экстраполяцию данных ККС на требуемый момент времени.

Расчеты и экспериментальные данные показывают, что выигрыш в точности местоопределения в ДР по сравнению со стандартным режимом может составлять несколько раз (среднеквадратическая ошибка местоопределения в горизонтальной плоскости порядка 1...7 м).

Фазовые измерения псевдодальности. Дальнейшее повышение точности спутникового радиоуправления в дифференциальном режиме связано с уменьшением локальных ошибок — ошибок многолучевости и шумовых ошибок — и реализуется за счет перехода в радиокоординаторах от псевдодальномерных измерений по задержке ПСП $\tau_{\Pi i} = D_{\Pi i}/c$ к измерениям по фазовому сдвигу несущей частоты $\varphi_i = (2\pi f_i/c)D_{\Pi i}$.

Действительно, потенциальная точность дальномерных измерений фазовым методом по несущей при действии шума определяется дисперсией ошибки

$$\sigma^2_{D_i\text{ш}} = \frac{c^2}{2Q_{Ei}(2\pi f_i)^2},$$

где Q_{Ei} — энергетическое отношение (2.45) в канале оценки фазы несущей. Отсюда, например, для системы GPS, подставляя $f_i = 1575{,}42$ МГц ($i = 1, ..., N$) и рабочие значения $Q_{Ei} \geqslant 10^3$, имеем $\sigma_{D_i\text{ш}} \leqslant 0{,}7$ мм. Таким образом, фазовые измерения в принципе позволяют обеспечить субмиллиметровый уровень шумовых ошибок.

Влияние многолучевого эффекта на фазовые измерения рассмотрим с помощью векторной диаграммы рис. 7.27, где прямой сигнал ИСЗ отображен вектором с амплитудой U_c, а отраженный сигнал-вектором с амплитудой αU_c, где α — коэффициент ослабления, и фазовым сдвигом ξ относительно прямого сигнала. Фазовый сдвиг ξ определяется суммой двух составляющих: первая — сдвиг фазы при отражении, вторая определяется разностью хода отраженного и прямого лучей. Результирующий принимаемый сигнал соответствует суммарному вектору, фазовый сдвиг Θ которого характеризует ошибку многолучевости:

$$\Theta = \text{arctg}\,\frac{\alpha\sin\xi}{1 + \alpha\cos\xi}.$$

Дальномерная ошибка многолучевости $\Delta D_{\Theta i} = \Theta c/(2\pi f_i)$ в реальных условиях может достигать нескольких сантиметров (например, при $f_i = 1575{,}42$ МГц, $\xi = \pi/2$ имеем $\Delta D_{\Theta i} = 1{,}4$ см для $\alpha = 0{,}5$ и $\Delta D_{\Theta i} = 3$ мм для $\alpha = 0{,}1$). Аналогичная картина имеет место и при наличии нескольких отраженных лучей.

Можно показать, что погрешность $\Delta D_{\Theta i}$ при отражении от Земли для фиксированного местоположения УО изменяется во времени (вследствие движения ИСЗ) периодически с положительными и отрицательными осцилляциями. Поэтому она может быть существенно скомпенсирована при наблюдениях на интервале времени, превышающем период осцилляций. Период осцилляций зависит от высоты приемной антенны радиокоординатора (чем ниже антенна, тем больше пе-

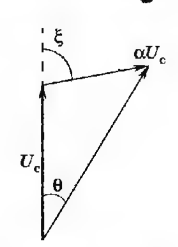


Рис. 7.27. Векторная диаграмма многолучевого эффекта

риод) и составляет десятки минут для высоты антенны в несколько метров. При движении УО интервал корреляции ошибок многолучевости уменьшается с увеличением динамики УО, и процедура сглаживания этих ошибок становится более эффективной, но при этом возрастают динамические ошибки. Применяются и другие технологии борьбы с многолучевостью, рассмотренные ранее для кодовых измерений. В результате ошибка многолучевости может быть снижена до единиц миллиметров.

При работе в ДР с управлением по относительным координатам компонентами векторов $\lambda^*_{0/\text{ОС}}$ и $\lambda^*_{\text{ККС/ОС}}$, соответствующими результатам фазовых измерений, могут быть полные фазы опорных сигналов ФАП (см. разд. 3.4) радиокоординаторов УО и ККС. Обозначим эти фазы для j-го измерительного канала УО и ККС через Φ_{0j} и $\Phi_{\text{ККС}j}$. Тогда вычисляемые на УО разности наблюдаемых полных фаз $(\Phi_{0j} - \Phi_{\text{ККС}j})$ характеризуют оценки разностей псевдодальностей УО и ККС относительно отслеживаемого в каждом j-м канале ИСЗ $(D_{\text{П}j} - D_{\text{П}j\text{ККС}})^*$, с использованием которых в результате вторичной обработки получается оценка относительных координат УО $\lambda^*_{0/\text{ККС}}$.

Однако фазовые измерения не являются однозначными, поскольку система ФАП осуществляет захват сигнала ИСЗ с точностью до априори неизвестного целого числа фазовых циклов 2π. При этом разности полных фаз характеризуют разности псевдодальностей с диапазоном однозначности, равном длине волны несущего колебания $\lambda_{\text{нес}j} = c/f_j$ в j-м канале:

$$(\Phi_{0j} - \Phi_{\text{ККС}j})\frac{\lambda_{\text{нес}j}}{2\pi} = (D_{\text{П}j} - D_{\text{П}j\text{ККС}})^* + K_j\lambda_{\text{нес}j},$$

где K_j — неизвестные целые числа.

Основная проблема, которую приходится решать при использовании фазовых измерений, связана с ***разрешением*** их ***неоднозначности***, т. е. оценкой целых чисел K_j.

При этом важно отметить, что после того, как радиокоординатор осуществляет захват спутникового сигнала и переходит в режим отслеживания этого сигнала, дальнейшие фазовые циклы, связанные с изменением дальности, будут непрерывно фиксироваться в процессе измерений, пока сохраняется слежение. Поэтому разрешение неоднозначности необходимо осуществлять только для момента начала слежения. Этот процесс называется ***инициализацией*** измерений.

В принципе для разрешения неоднозначности можно было бы использовать кодовые измерения (по принципу многошкальных измерений), если бы погрешности оценок разностей кодовых псевдодальностей были меньше половины длины волны несущего колебания. Однако для системы GPS, например, длины волн несущих составляют 19 и 24,4 см, и достижимая точность кодовых измерений является недостаточной для разрешения фазовой неоднозначности. Поэтому кодовые измерения могут лишь уменьшить диапазон поиска. Также облегчить задачу может прием сигналов ИСЗ в различных частотных диапазонах с последующим формированием линейных комбинаций принимаемых несущих частот. Так, для системы GPS, принимая сигналы ИСЗ на длинах волн 19 и 24,4 см, можно образовать сигнал разностной частоты со сравнительно большой длиной волны 86,2 см, соответственно обеспечивающей увеличение диапазона однозначности фазовых измерений. Однако платой за это является возрастание шумовой ошибки.

На практике для разрешения неоднозначности стремятся использовать всю доступную информацию, обрабатывая совместно результаты избыточных измерений. Избыточные одномоментные измерения могут формироваться за счет:

- сигналов всех видимых ИСЗ данной спутниковой системы в измерительном сеансе;
- совместного использования сигналов ИСЗ систем GPS и ГЛОНАСС;
- сигналов наземных псевдоспутников;
- сигналов ИСЗ и псевдоспутников во всех имеющихся частотных диапазонах;
- кодовых и фазовых измерений по каждому сигналу.

Процедура разрешения неоднозначности в этом случае обычно содержит два этапа. На первом этапе целые числа, характеризующие неоднозначность фазовых измерений, включаются в число оцениваемых неизвестных параметров, и все избыточные одномоментные измерения обрабатываются по методу наименьших квадратов.

При этом в задаче оценки относительного пространственного положения УО формируются расширенный искомый вектор состояния $\lambda_{0/\text{ККС}} = \{x - x_{\text{ККС}},\ y - y_{\text{ККС}},\ z - z_{\text{ККС}},\ \Delta T_0 - \Delta T_{\text{ККС}},\ K_1, \ldots, K_M\}$, содержащий $M + 4$ компонента, где M — число принимаемых сигналов, $x_{\text{ККС}}$, $y_{\text{ККС}}$, $z_{\text{ККС}}$ — геоцентрические координаты ККС, $\Delta T_{\text{ККС}}$ — расхождение шкал времени ККС и ИСЗ, а также вектор измерений $(\lambda^*_{0/\text{ОС}} - \lambda^*_{\text{ККС/ОС}})$, содержащий M компонент кодовых измерений $(D^*_{\text{П}j} - D^*_{\text{П}j\text{ККС}})$ и M компо-

нент фазовых измерений $(\Phi_{0j} - \Phi_{ККСj})$, $j = 1, \ldots, M$. Тогда в линеаризованной задаче поправка к вектору состояния $\Delta\lambda^*_{0/ККС}$ находится аналогично (7.32). В результате полученные оценки $\widetilde{K}_1, \ldots, \widetilde{K}_M$ параметров неоднозначности окажутся в общем случае действительными числами. На втором этапе осуществляется поиск такого набора целых чисел, которые являются наиболее близкими к полученным на первом этапе действительным числам. При этом применяется целочисленный метод наименьших квадратов, т. е. в качестве меры близости обычно используется минимизируемая на множестве целых чисел квадратичная форма

$$\mathbf{Q}(\mathbf{K}) = (\mathbf{K} - \widetilde{\mathbf{K}})^{\mathrm{T}} \mathbf{R}^{-1}_{\widetilde{\mathbf{K}}} (\mathbf{K} - \widetilde{\mathbf{K}}) \to \min_{\mathbf{K}}, \qquad (7.34)$$

где $\widetilde{\mathbf{K}}$ — вектор предварительных оценок параметров неоднозначности, заданный на множестве действительных чисел; $\mathbf{K}$ — искомый вектор целочисленных параметров неоднозначности; $\mathbf{R}_{\widetilde{\mathbf{K}}}$ — ковариационная матрица ошибок оценки вектора действительных параметров.

В общем случае минимизация (7.34) может быть выполнена перебором всех возможных целочисленных комбинаций. При практической реализации поиска минимума (7.34) основное внимание уделяется проблеме уменьшения числа перебираемых комбинаций. Один из методов решения этой задачи состоит в использовании дополнительного временного усреднения вектора $\widetilde{\mathbf{K}}$. При этом могут быть реализованы различные рекуррентные процедуры расчета уточненной оценки $\widetilde{\mathbf{K}}^*(t_l)$ для данного момента времени t_l по имеющимся оценкам $\widetilde{\mathbf{K}}(t_l)$ для этого же момента и $\widetilde{\mathbf{K}}^*(t_{l-1})$ для предшествующего t_{l-1}. Эффект постепенного повышения точности связан здесь с тем, что по мере движения ИСЗ во время интервала накопления можно обрабатывать большое число предварительных оценок $\widetilde{\mathbf{K}}$, которые соответствуют разным псевдодальностям, но одной и той же целочисленной неоднозначности. Соответственно использование сглаженных оценок $\widetilde{\mathbf{K}}^*$ в (7.34) приводит к тому, что постепенно разность между основным и боковыми минимумами $\mathbf{Q}(\mathbf{K})$ увеличивается. Разработаны и другие процедуры разрешения неоднозначности [11].

После разрешения неоднозначности для окончательного уточнения вектора состояния $\lambda_{0/ККС} = \{x - x_{ККС}, y - y_{ККС}, z - z_{ККС}, \Delta T_0 - \Delta T_{ККС}\}$ вновь используется алгоритм метода наименьших квадратов.

Режим относительных фазовых измерений характеризуется рядом противоречивых показателей качества, к которым относятся время начального разрешения неоднозначности, вероятность правильного разрешения неоднозначности (надежность), точность оценки состояния УО, темп выдачи результатов измерений, а также максимально возможное расстояние между ККС и УО. При этом улучшению каждого из перечисленных показателей качества способствует увеличение избыточности одномоментных измерений.

Ориентировочно среднеквадратическая ошибка горизонтального местоопределения в режиме относительных фазовых измерений составляет 5...20 мм + nL, где n = 1 или 2 мм/км (соответственно для двух- или одночастотных измерений); L — расстояние между УО и ККС в километрах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Постройте структурную схему системы автономного управления. Как классифицируются системы автономного управлеиия?
2. Перечислите измерительные устройства, применяемые при автономном радиоуправлении.
3. Какие погрешности имеют место в автономных радиосистемах?
4. Постройте схему контура автоиомиого радиоуправления высотой полета ЛА.
5. Постройте схему контура автономного радиоуправления движением ЛА в горизонтальной плоскости.
6. Как осуществляется автономное радиоуправление с использованием распознавания образов?
7. Классифицируйте автономные радиосистемы с распознаванием образов.
8. Каковы принципы построения корреляционно-экстремальных навигационных систем?
9. Какие ошибки характерны для корреляционно-экстремальных навигационных систем?
10. Каковы принципы построения систем автономного радиоуправления КА?
11. Постройте схему посадочного радиокомплекса КА.
12. Постройте схему коитура управления при посадке КА по методу гравитационного разворота.
13. Каковы общие принципы построения и области применения систем полуавтоиомиого радиоуправления?
14. Постройте схему контура полуавтономного радиоуправления движением ЛА в горизонтальной плоскости.
15. Какие погрешности определяют точность полуавтономного спутникового радиоуправлеиия?
16. Поясните преимущества использования дифференциального режима и фазовых измерений при полуавтономном спутниковом радиоуправлении.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Бакулев П. А., Сосновский А. А.* Радиолокационные и радионавигационные системы: Учеб. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1994.
2. *Виницкий А. С.* Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1986.
3. *Жуковский А. П., Расторгуев Б. Б.* Комплексные радиосистемы навигации и управления самолетов: Учеб. пособие. — М.: Изд-во МАИ, 1998.
4. *Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И.* Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. *А. П. Жуковского*. — М.: Сов. радио, 1979.
5. *Флеров А. Г., Тимофеев В. Т.* Доплеровские устройства и системы навигации. — М.: Транспорт, 1987.
6. *Боркус М. К., Черный А. Е.* Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов. — М.: Сов. радио, 1973.
7. *Дуда Р., Харт П.* Распознавание образов и анализ сцен: Пер. с англ. / Под ред. *В. Л. Стефанюка*. — М.: Мир, 1976.
8. *Красовский А. А., Белоглазов И. Н., Чигин Г. П.* Теория корреляционно-экстремальных навигационных систем. — М.: Наука, 1979.
9. *Белоглазов И. Н., Джанджгава Г. И., Чигин Г. П.* Основы навигации по геофизическим полям / Под ред. *А. А. Красовского*. — М.: Наука, 1985.
10. Космонавтика: Энциклопедия / Под ред. *В. П. Глушко*. — М.: Сов. энциклопедия, 1985.
11. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / *В. А. Болдин, В. И. Зубинский, Ю. Г. Зурабов* и др.; Под ред. *В. Н. Харисова, А. И. Перова, В. А. Болдина*. — 2-е изд. исправ. — М.: ИПРЖР, 1999.
12. *Соловьев Ю. А.* Системы спутниковой навигации. — М.: Эко-Трендз, 2000.

Глава 8

Радиовзрыватели

8.1. Принципы построения радиовзрывателей

Точное попадание ракеты в цель практически невозможно. В боевых системах для поражения цели на конечном участке траектории, когда ракета находится в ближайшей окрестности цели, производится дистанционный подрыв боевой части (БЧ) ракеты. Под поражением будем понимать такое нарушение работы цели, которое делает невозможным выполнение ею тактической задачи. Подрыв боевой части ракеты выполняется по сигналу неконтактного взрывателя. Дистанционный подрыв БЧ осуществляется специальной системой управления и по существу является завершающим этапом управляемого полета ракеты. Специфика этого этапа — важность выполняемой задачи и относительно малая его продолжительность. На этапе наведения погрешности работы системы наведения можно скомпенсировать (хотя бы частично) на последующих этапах полета. У дистанционного взрывателя такой возможности нет. Поэтому предельно высокими являются требования к качеству работы дистанционного взрывателя.

Боевые части ракет можно классифицировать [1, 2] по способу воздействия на цель. В фугасных БЧ на цель воздействует ударная волна. Поскольку ее поражающее действие пропорционально избыточному давлению вблизи цели, то ударная волна, как фактор поражения (и фугасная БЧ), малоэффективна на больших высотах. Наибольшее применение нашли осколочные БЧ, в которых цель выводится из строя потоком «осколков». Боевые части других типов применяют существенно реже.

«Осколки» — это специально созданные и надлежащим образом размещенные в боевой части ракеты ***поражающие элементы*** (ПЭ), а также образующиеся при подрыве БЧ обломки конструкции ракеты. Поражающие элементы имеют форму сфер, пирамид, иголок и т. п., выполняются из высокопрочных материалов большой плотности, например стали с добавками вольфрама или урана. Масса одного ПЭ обычно не превышает нескольких граммов, а число может достигать десятков тысяч [3].

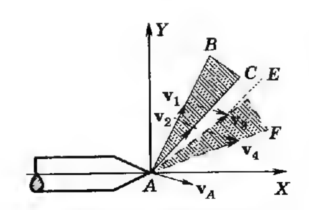


Рис. 8.1. Статическая и динамическая области возможного поражения целей

Направления и скорости разлета ПЭ определяются конструкцией БЧ, размещением взрывчатых веществ и ПЭ внутри БЧ, способом их подрыва БЧ, а также величиной и направлением вектора скорости ракеты. Для поражения каждого вида целей можно найти такую среднюю плотность ПЭ, прилетающих с данного направления, у которых кинетическая энергия достаточна для нанесения повреждений, нарушающих работу цели. Область пространства вокруг ракеты, в которой при подрыве БЧ формируется поток ПЭ («осколков») такой плотности и энергии, который обеспечивает поражение данного вида целей, называется ***областью возможного поражения***.

Можно считать, что средняя плотность ПЭ почти постоянна внутри области возможного поражения цели. Тогда форма этой области во многих случаях приближается к форме шарового сектора. На рис. 8.1 фигура *ABC* есть проекция такой области поражения на плоскость *AXY*. Угловая ширина этой области равна угловой ширине той части пространства около БЧ, в которой «осколки» имеют достаточную для поражения данной цели энергию (скорость), т. е. определяется направлениями векторов скоростей «крайних» ПЭ. На плоском рис. 8.1 самый «левый» ПЭ имеет вектор скорости $\mathbf{v}_1$, а самый «правый» ПЭ — вектор $\mathbf{v}_2$. Направления векторов $\mathbf{v}_{1,2}$ задают границы области возможного поражения цели. Радиус возможного поражения цели $R_П$ (протяженность области $AB = AC = R_П$) будет равен тому расстоянию, пролетая которое «осколки» еще сохраняют достаточную для поражения цели энергию.

Различают ***статическую*** (*ABC*, рис. 8.1) и ***динамическую*** (*AEF*, рис. 8.1) области возможного поражения целей. Форма статической области определяется характеристиками БЧ и уязвимостью цели с данного направления атаки, а форма динамической области, кроме перечисленных факторов, зависит еще и от параметров относительного движения цели и ракеты.

На рис. 8.1 на плоскости показано построение динамической области возможного поражения цели. Угловые границы областей определяются: статической — векторами $\mathbf{v}_{1,2}$, а динамической — векторами $\mathbf{v}_{3,4} = \mathbf{v}_{1,2} + \mathbf{v}_A$, где $\mathbf{v}_A$ — вектор скорости ракеты.

Область возможного поражения цели называют ***изотропной***, если она имеет форму сферы. В этом случае к системе наведения ракеты предъявляются наименее жесткие требования, но ресурсы боевой части ракеты расходуются расточительно. Более эффективны БЧ с анизотропной формой области возможного поражения цели. На рис. 8.2 даны типичные формы статических областей возможного поражения целей, при-

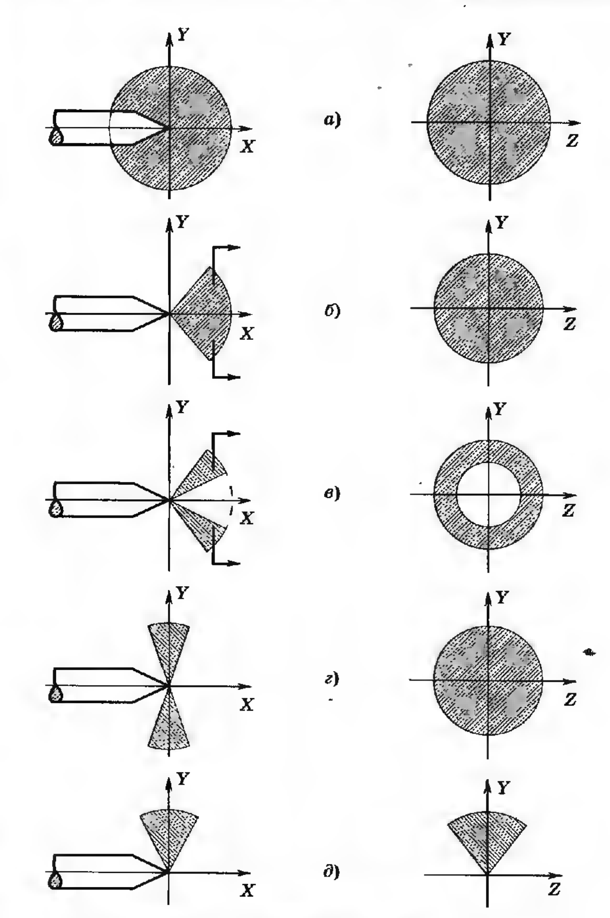


Рис. 8.2. Типичные формы статических областей возможного поражения целей

чем на рис. 8.2, *а* показана изотропная, а на рис. 8.2, *б—д* — несколько видов анизотропных областей возможного поражения целей [1].

Например, у одной из модификаций противорадиолокационной ракеты HARM [3], которая наводится на радиоизлучение целей, область возможного поражения имеет форму шарового сектора радиусом $R_П$ с углом при вершине $\alpha = 45°$ (рис. 8.2, *б*). Площадь основания этого шарового сектора равна $S = \pi R_П^2(1 - \cos\alpha)$. Боевая часть HARM при подрыве выбрасывает примерно $N = 10^4$ поражающих элементов. Ниже приведена зависимость средней плотности поражающих элементов на поверхности основания области поражения цели N/S от расстояния R между целью и БЧ:

$R_П$, м	10	20	30	40	50	60
N/S, ПЭ/м² ..	54,4	13,6	6	3,4	2,2	1,5

По этим данным можно оценить радиус $R_П$ зоны поражения для конкретной цели боевой частью ракеты HARM. В частности, если предположить, что цель выводится из строя при попадании в нее не менее трех ПЭ на 1 м² поверхности, то радиус зоны возможного поражения $R_П$ этой цели будет примерно 40 м.

При симметричной относительно продольной оси ракеты форме статической области возможного поражения цели (рис. 8.2, *а—г*) выбор момента подрыва БЧ не зависит от направления вектора промаха ракеты. Напротив, если форма статической области разлета осколков подобна показанной на рис. 8.2, *д*, то момент подрыва БЧ должен рассчитываться с учетом величин и направлений векторов скоростей ракеты, цели и вектора промаха ракеты, а в системе управления необходимо предусмотреть перед подрывом БЧ возможность разворота ракеты относительно ее продольной оси для согласования направления вектора промаха ракеты и ориентации области возможного поражения.

Подрыв БЧ выполняется по команде, вырабатываемой неконтактным взрывателем на основе анализа относительного движения ракеты и цели. В зависимости от вида физических полей, используемых для их работы, взрыватели бывают [2] акустическими, оптическими, тепловыми (инфракрасными) и радиовзрывателями. Последние получили наибольшее применение.

В ***радиовзрывателях*** команда на подрыв может вырабатываться на пункте управления и передаваться на борт ракеты как в системах командного управления. Однако в большинстве случаев в радиовзрывателях команда на подрыв БЧ формируется на борту ракеты — как в системах самонаведения. Такие взрыватели называют ***автономными***. Иногда взрыватели бывают комбинированными, в них для решения задач управления параметрами взрывателя используется командная радиолиния. В дальнейшем будем анализировать работу лишь автономных радиовзрывателей.

Автономные радиовзрыватели [1] бывают пассивными, полуактивными и активными. ***Активный радиовзрыватель*** имеет радиопередатчик, облучающий цель, и приемник отраженного сигнала. В ***полуактивных радиовзрывателях*** облучение цели выполняется передатчиком, размещенным вне ракеты. ***Пассивный взрыватель*** работает по излучаемому целью радиосигналу. В силу важности решаемых взрывателями задач и известных недостатков полуактивных и пассивных радиосистем набольшее распространение получили активные радиовзрыватели.

8.2. Область срабатывания и область возможного поражения радиовзрывателя

При проектировании одним из важнейших вопросов является выбор характеристик области возможного поражения. На первых этапах проектирования для решения этой задачи можно использовать достаточно простые модели работы взрывателя. Предположим, что цель, ракета и поражающие элементы после подрыва БЧ двигаются прямолинейно и с постоянными скоростями. Найдем условия, обеспечивающие «идеальное» поражение цели, когда поражающие элементы «встречаются» с целью.

Будем решать эту задачу, используя неподвижную систему координат OXY и связанные (подвижные) декартовы системы координат AX_AY_A, BX_BY_B, CX_CY_C, HX_HY_H рис. 8.3. Одноименные оси всех систем координат параллельны. В момент времени $t = 0$ в точке A находится боевая часть ракеты и происходит ее подрыв, а в точке C расположена цель. В момент времени t_B в точке B «встречаются» цель и поражающие элементы.

В неподвижной системе XOY скорость БЧ (ракеты) есть вектор $\mathbf{v}_A = \{v_A, 0\}$, который направлен вдоль оси AX_A, скорость цели — вектор $\mathbf{v}_C = \{v_C, \theta\}$, скорость движения поражающего элемента относительно ракеты в системе координат AX_AY_A —

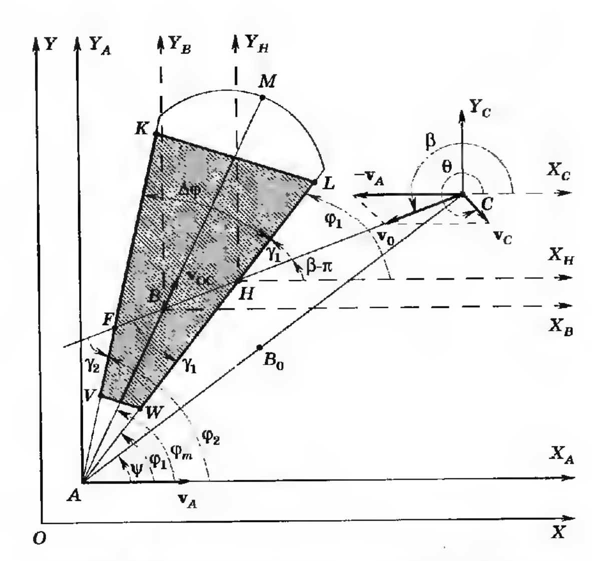


Рис. 8.3. Геометрические условия «встречи» ПЭ и цели

вектор $\mathbf{v}_{OC} = \{v_{OC}, \varphi_m\}$, а скорость движения цели относительно ракеты в той же системе — вектор $\mathbf{v}_0 = \{v_0, \beta\}$. Остальные элементы рис. 8.3 поясняются дальше.

Сначала найдем составляющие вектора $\mathbf{v}_0$ скорости движения цели относительно ракеты в системе координат AX_AY_A. Из векторного уравнения $\mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_C - \mathbf{v}_A$ получим два скалярных уравнения для проекций $\mathbf{v}_0$ на оси системы координат AX_AY_A:

$$v_0 \cos\beta = v_C \cos\theta - v_A;$$

$$v_0 \sin\beta = v_C \sin\theta. \qquad (8.1)$$

Тогда полярные координаты вектора $\mathbf{v}_0$

$$v_0 = v_C (1 + z^2 - 2z\cos\theta)^{0,5}; \qquad (8.2)$$

$$\beta = \mathrm{arctg}\,[(\sin\theta)/(\cos\theta - z)], \qquad (8.3)$$

где параметр z равен отношению скоростей ракеты и цели $z = v_A/v_C$.

Графики $\beta(\theta, z)$ зависимости направления вектора относительной скорости цели $\mathbf{v}_0$ от отношения скоростей ракеты и

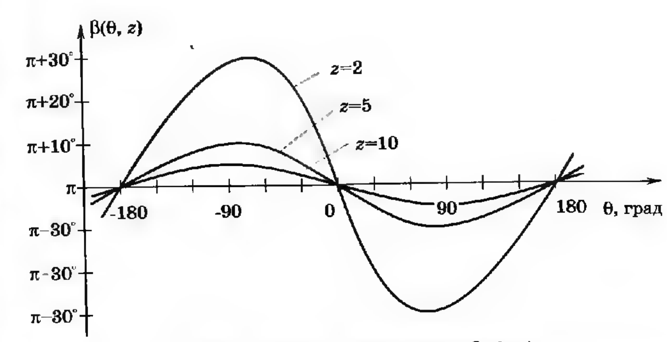


Рис. 8.4. Графики зависимости $\beta(\theta, z)$

цели (параметра z) и направления θ вектора абсолютной скорости цели $\mathbf{v}_C$, показаны на рис. 8.4. Функцию $\beta(\theta, z)$ можно представить в виде суммы константы «π» и периодической компоненты с амплитудой β_m, которая определяется через экстремумы $[\beta_{\text{макс}}; \beta_{\text{мин}}]$ функции $\beta(\theta, z)$:

$$\beta(\theta, z) = \pi + \beta_m f(\theta, z); \qquad (8.4)$$

$$\beta_m = |\beta_{\text{макс}} - \pi| = |\beta_{\text{мин}} - \pi| = \mathrm{arctg}\,[1/(z^2 - 1)^{0,5}]. \qquad (8.5)$$

Значения β_m, вычисленные по формуле (8.5),

z	2	5	7	10
β_m, град . .	30	11,5	8,2	5,7

Из этих данных видно, что даже для относительно быстрых целей ($z \approx 2$) направление β вектора относительной скорости цели $\mathbf{v}_0$ меняется в пределах ±30° при произвольном изменении направления движения цели θ. Для медленных целей ($z \geq 5$) изменение направления β вектора относительной скорости не превышает 11,5°.

При известном параметре z знание модуля скорости цели (параметра z) позволяет прогнозировать направление β сближения цели и ракеты при $z > 2$ и произвольных курсах целей с погрешностью, не превышающей 30°.

Найдем теперь такие соотношения скоростей и направлений движения ракеты, цели и поражающего элемента, при которых ПЭ «встречается» с целью и обеспечивается ее поражение. На рис. 8.3 изображено такое взаимное движение ра-

кеты, цели и ПЭ, которое обеспечивает «встречу» ПЭ и цели в точке B в момент времени t_{B}.

Обозначим $\mathbf{R} = \mathbf{AC} = (R, \psi)$, $\mathbf{R}_{\text{B}} = \mathbf{AB} = (R_{\text{B}}, \varphi_m)$, $\mathbf{R}_{\text{C}} = \mathbf{BC} = [R_{\text{C}}, (\beta - \pi)]$. Из векторного уравнения $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{\text{B}} + \mathbf{R}_{\text{C}}$ и его проекций на оси системы $AX_{\text{A}}Y_{\text{A}}$ получим

$$R\cos\psi = R_{\text{B}}\cos\varphi_m + R_{\text{C}}\cos(\beta - \pi);$$

$$R\sin\psi = R_{\text{B}}\sin\varphi_m + R_{\text{C}}\sin(\beta - \pi);$$

$$\operatorname{tg}\psi = [\sin\varphi_m + z_{\text{C}}\sin\beta]/[\cos\varphi_m + z_{\text{C}}\cos\beta];$$

$$z_{\text{C}} = v_{\text{O}}/v_{\text{OC}}. \qquad (8.6)$$

При выводе (8.6) использована формула (8.1) и зависимости $R_{\text{B}} = v_{\text{OC}}\,t_{\text{B}}$ и $R_{\text{C}} = v_{\text{O}}\,t_{\text{B}}$, где t_{B} есть время полета цели и ПЭ из точек C и A до точки их «встречи» B.

Из формулы (8.6) следует, что если скорость v_{O} сближения цели и БЧ мала по сравнению со скоростью движения поражающих элементов v_{OC} ($z_{\text{C}} \ll 1$), то «встреча» цели и ПЭ произойдет в точке B_0, практически лежащей на прямой AC. При этом выполняется условие $\psi \approx \varphi_m$. Аналогичный эффект будет, если направление движения поражающего элемента (угол φ_m в системе координат $AX_{\text{A}}Y_{\text{A}}$) и направление относительной скорости цели (угол β в системе координат $AX_{\text{A}}Y_{\text{A}}$) совпадают с точностью до «π», т. е. выполняется условие $\varphi_m \approx (\beta - \pi)$. При таком движении цели и ПЭ их «встреча» будет также в точке B_0, ракурс цели ψ будет совпадать с направлением движения ПЭ ($\psi \approx \varphi_m$), а время t_{B} полета ПЭ до цели минимально.

Условие $\varphi_m \approx (\beta - \pi)$ определяет «выгодную» ориентацию направления движения одного ПЭ. Внутри области поражения «осколки» движутся по разным направлениям и для большинства ПЭ условие «выгодной» ориентации направления движения выполняется лишь приблизительно. Обозначая теперь через φ_m направление максимума области $VKLW$ вероятного поражения цели (направление оси симметрии фигуры $VKLW$ на рис. 8.3), сформулируем условие его выбора:

$$\varphi_m \approx (\beta_m - \pi). \qquad (8.7)$$

Выбор параметров областей поражения у БЧ ракет, предназначенных для атак малоподвижных наземных, надводных и подводных целей, существенно проще.

Вышеприведенные рассуждения были проведены для случая, когда движение цели, БЧ и ПЭ происходит в плоскости $AX_{\text{A}}Y_{\text{A}}$. Если область возможного поражения имеет в пространстве вид «воронки» (рис. 8.2, *в*), то на рис. 8.3 фигуру AKL можно считать изображением сечения пространственной области вероятных поражений плоскостью $AX_{\text{A}}Y_{\text{A}}$, а v_{A}, v_{OC}, v_{O} — проекциями соответствующих векторов на плоскость $AX_{\text{A}}Y_{\text{A}}$. Анализ показывает, что основные качественные закономерности, полученные выше, справедливы и для пространственной задачи, как и рекомендации по выбору формы и ориентации области возможного поражения. Эта область должна иметь вид «пустотелого» шарового сектора с углом при вершине φ_m и угловой шириной $\Delta\varphi$.

Проведенный системный анализ носит качественный характер и имеет своей целью показать некоторые основные закономерности построения радиовзрывателей. При разработке реальной аппаратуры помимо обязательного анализа пространственной задачи сближения БЧ и цели учитываются погрешности работы системы наведения ракеты, неопределенность параметров внешней среды, погрешности работы устройств управления взрывом БЧ, и в частности, флуктуации момента подрыва БЧ, разброс параметров области вероятного поражения цели и области срабатывания радиовзрывателя, погрешности работы радиовзрывателя из-за действия организованных помех [4].

Команда на подрыв БЧ выдается радиовзрывателем при попадании цели в область срабатывания взрывателя. Параметры этой области — важнейшие характеристики радиовзрывателя. Области возможного поражения цели и срабатывания радиовзрывателя необходимо согласовать. В частности, если скорость полета «осколков» существенно больше скорости цели, то согласование будет при совпадении этих областей (рис. 8.5, *а*). В этом случае говорят, что радиовзрыватель согласован

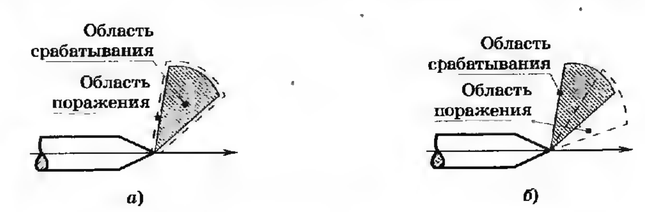


Рис. 8.5. К согласованию областей срабатывания и возможного поражения взрывателя

с боевой частью ракеты. При несовпадении этих областей (рис. 8.5, *б*) снижается вероятность поражения цели. В общем случае согласование сводится к выбору параметров диаграмм направленности передающей и приемной антенн взрывателя, а также алгоритма определения момента его срабатывания. Заметим, что форма и параметры динамической области возможного поражения цели зависят от параметров сближения ракеты и цели, известных приблизительно, поэтому добиться точного согласования областей срабатывания и поражения для разнотипных целей затруднительно. Однако необходимо стремиться снизить влияние неопределенности параметров динамической области возможного поражения на работу взрывателя. Существует несколько методов решения этой задачи.

В первом методе согласование областей срабатывания и поражения достигается за счет управления параметрами статической области вероятного поражения цели. Для эффективного поражения цели между направлением φ_m максимума разлета ПЭ и направлением β вектора относительной скорости цели должно выполняться условие (8.7). Поскольку даже для однотипных целей это условие точно выполнить нельзя, то ширина статической области вероятного поражения цели выбирается с учетом возможной неопределенности направления β вектора относительной скорости движения цели. Такое согласование радиовзрывателя и БЧ производится при его проектировании.

Более гибкими (и сложными) являются методы согласования, использующие управление параметрами радиовзрывателя в процессе выполнения им тактической задачи.

При втором методе согласование радиовзрывателя и БЧ достигается за счет управления формой и ориентацией статической области возможного поражения цели. Подрыв взрывчатого вещества БЧ обычно производится электродетонаторами, в которых с помощью электрического сигнала производится подрыв небольшого количества мощного взрывчатого вещества. Подрыв детонатора вызывает взрыв основной массы боевого заряда. Если в БЧ разместить определенным образом несколько детонаторов и выбрать моменты их подрыва, то можно сформировать поток «осколков» (статическую область вероятного поражения) нужной формы и ориентации, т. е. добиться искомого согласования. Такое согласование может проводиться как перед пуском ракеты (при введении в нее полетного задания), так и в процессе ее наведения передачей с помощью командной радиолинии значений моментов подрыва детонаторов. Простейшая реализация такого метода согласования — это управление временем подрыва БЧ.

Третий метод согласования основан на изменении формы области срабатывания радиовзрывателя за счет управления диаграммами направленности его антенн, которые должны быть в этом случае выполнены на основе ФАР.

Область срабатывания радиовзрывателя (фигура *VKLW* рис. 8.3) в полярной системе координат задается граничными значениями угловых координат (φ_1, φ_2), а также дугами *VW* и *KL*, соответствующими минимальной $R_1 = AV = AW$ и максимальной $R_2 = AK = AL$ дальностям срабатывания взрывателя. Значения (φ_1, φ_2) определяются шириной $\Delta\varphi$ и ориентацией максимума φ_m главного лепестка диаграммы направленности антенны (фигуры *AKMLA* рис. 8.3), значение R_2 определяется максимальным $R_{\text{Пмакс}}$, а значение R_1 — минимальным $R_{\text{Пмин}}$ радиусом поражения цели. Значение $R_{\text{Пмин}}$ зависит от протяженности «мертвой» зоны дальномера взрывателя.

Отметим, что время подрыва БЧ неконтактного взрывателя выбирается так, чтобы исключить его срабатывание по цели, находящейся за пределами радиуса поражения БЧ. Для этого ограничивается максимальная дальность действия радиовзрывателя.

При формировании команды на подрыв БЧ может использоваться информация не только о взаимном положении цели в БЧ, но и о скорости их сближения. Это позволяет использовать в аппаратуре радиовзрывателя эффективную процедуру селекции посторонних целей по скорости.

Обратимся к рис. 8.3. Будем полагать, что *VKLW* — область срабатывания взрывателя, а траектория движения цели относительно БЧ в системе координат AX_AY_A есть прямая *FC*, пересекающая границы области срабатывания взрывателя в точках *H* и *F*. Угол между вектором относительной скорости $\mathbf{v}_0$ и вектором дальности **FA** равен γ_2, а угол между векторами $\mathbf{v}_0$ и **HA** — γ_1. Тогда доплеровские сдвиги частоты сигналов, отраженных целью, находящейся на границах области срабатывания, в точках *H* и *F*

$$F_1 = (v_0/\lambda)\cos\gamma_1, \quad F_2 = (v_0/\lambda)\cos\gamma_2, \qquad (8.8)$$

где λ — длина волны несущего колебания. Из рис. 8.3 следует, что $\varphi_{1,2} = \beta - \pi + \gamma_{1,2}$. Подставляя $\gamma_{1,2} = \varphi_{1,2} - (\beta - \pi)$ в (8.8) с учетом (8.2) и (8.3), получим

$$F_{1,2} = (v_0/\lambda)[\cos\varphi_{1,2} - (1/z)\cos(\varphi_{1,2} - \theta)]. \qquad (8.9)$$

На основе (8.8) с учетом (8.2) и (8.3) можно вычислить средний доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала $F_{ср} = 0,5\,(F_1 + F_2)$ и изменение доплеровского сдвига $2\Delta F = F_1 - F_2$ при движении цели от точки H до F в области срабатывания взрывателя

$$F_{ср} = \cos(0{,}5\Delta\varphi)\,[(\upsilon_A/\lambda)\cos\varphi_m - (\upsilon_C/\lambda)\cos(\varphi_m - \theta)]; \qquad (8.10)$$

$$\Delta F = \sin(0{,}5\Delta\varphi)\,[(\upsilon_A/\lambda)\sin\varphi_m - (\upsilon_C/\lambda)\sin(\varphi_m - \theta)]. \qquad (8.11)$$

Первые слагаемые в формулах (8.10) и (8.11) определяются только параметрами движения БЧ, а вторые зависят еще и от параметров движения цели. При атаках относительно медленных целей ($z \geqslant 5$) значения $F_{ср}$ и ΔF практически не зависят от скорости υ_C и курса θ цели. При догонных курсах сближения ($\theta \approx 0$) значения $F_{ср}$ и ΔF определяются разностью модулей скоростей ракеты и цели ($\upsilon_A - \upsilon_C$).

Если область срабатывания ориентирована под углом $\varphi_m = 0{,}5\pi$ к продольной оси ракеты (см. рис. 8.2, *г, д*), то

$$F_{ср} = -(\upsilon_C/\lambda)\cos(0{,}5\Delta\varphi)\sin\theta; \qquad (8.12)$$

$$\Delta F = [(\upsilon_A/\lambda) - (\upsilon_C/\lambda)\cos\theta]\sin(0{,}5\Delta\varphi).$$

В этом случае при догонных курсах сближения ($\theta \approx 0$) среднее значение доплеровского сдвига частоты нулевое $F_{ср} \approx 0$, а его изменение равно $\Delta F = [(\upsilon_A - \upsilon_C)/\lambda)]\sin(0{,}5\Delta\varphi)$.

Формулы (8.9)—(8.11) устанавливают связь между угловыми параметрами области срабатывания взрывателя ($\varphi_{1,2}$, $\Delta\varphi$, φ_m) и характеристиками доплеровского сдвига частоты ($F_{1,2}$, ΔF, $F_{ср}$) принятого сигнала.

Угловая ширина области срабатывания взрывателя в первом приближении определяется шириной ДНА. При заданной рабочей длине волны возможность уменьшения угловой ширины области срабатывания взрывателя будет ограничиваться максимальными размерами антенны и габаритами БЧ ракеты. Однако можно уменьшить ширину области срабатывания за счет использования частотной селекции принятого сигнала. Для этого надо уменьшить диапазон частот срабатывания взрывателя, т. е. вместо диапазона доплеровских сдвигов частоты $[F_1, F_2]$, при котором разрешается формирование команды на подрыв БЧ, задать меньший диапазон срабатывания $[F_{10}, F_{20}]$, причем $(F_{10} - F_{20}) < (F_1 - F_2)$ и $F_{10} < F_1$. Технически это можно реализовать либо аппаратно — выбором полосы пропускания канала измерения частоты сигнала в диапазоне $[F_{10}, F_{20}]$, либо алгоритмически — введением в алгоритм выработки команды подрыва БЧ ограничения вида ($F_{10} > F_Д > F_{20}$) на доплеровский сдвиг частоты $F_Д$.

Во всех предыдущих рассуждениях подразумевалось, что наведение ракеты на цель проведено с промахом, меньшим радиуса поражения $R_П$ этой цели.

8.3. Измерительные устройства радиовзрывателей

Практически во всех радиовзрывателях формирование команды на подрыв БЧ проводится на основе сравнения расстояния R от цели до ракеты с радиусом срабатывания взрывателя $R_{срб}$ [2, 4]. Радиус срабатывания взрывателя — это расстояние до цели, на котором производится подрыв БЧ. Обычно он выбирается примерно равным радиусу поражения $R_П$ цели. Для этого в состав аппаратуры взрывателя включается дальномер. Предполагается, что читатель знаком с принципами построения основных видов радиолокационных дальномеров, поэтому материал раздела в основном отражает специфику структуры построения и выбора параметров дальномеров радиовзрывателей.

Упрощенная структурная схема дальномера показана на рис. 8.6. Сигналом передатчика *ПРД* облучается цель *Ц*. Отраженный целью сигнал обрабатывается приемником *ПРМ* и подается вместе с сигналом передатчика в измеритель *ИЗМ* информационного параметра сигнала (задержки, частоты, мощности). В решающем устройстве *РУ* при выполнении условия $R \approx R_{срб}$ формируется сигнал разрешения на выдачу команды подрыва БЧ. Максимальное время обработки сигнала $T_{Н\,макс}$ зависит от расстояния до цели, на котором включается

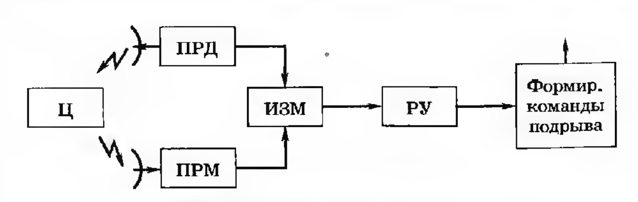


Рис. 8.6. Структурная схема измерительного устройства радиовзрывателя

радиовзрыватель $R_{вкл} \approx (2 \div 4)\ R_{срб}$, и скорости сближения v_0 ракеты и цели, т. е. $T_{Н\,макс} \approx R_{вкл}/v_0$.

Задача, решаемая взрывателем (подрыв БЧ на заданном расстоянии от цели), может быть для дальномерного канала сформулирована как задача обнаружения отраженного целью сигнала в заданном диапазоне значений информационных параметров (задержки, разности частот, интенсивности сигнала). Это обстоятельство существенно влияет на выбор структуры и параметров дальномерного канала радиовзрывателя.

В радиовзрывателях применяют импульсные дальномеры [1, 5], при использовании которых относительно просто решается задача развязки приемного и передающего трактов. На рис. 8.7 даны графики, поясняющие его работу. На рис. 8.7, *а* показан зондирующий сигнал, на рис. 8.7, *б* — отраженный от цели сигнал, а на рис. 8.7, *в* — последовательность строб-импульсов длительностью τ_0 несколько большей, чем длительность τ зондирующего импульса $\tau_0 > \tau$ и с периодом T. Строб-импульсы задержаны на время $\tau_{срб}$ относительно последовательности зондирующих импульсов. Если импульсы ответного сигнала попадают в стробы (выполняется условие $\tau_R \approx \tau_{срб}$), то расстояние до цели примерно равно радиусу срабатывания взрывателя $R \approx R_{срб} = 0{,}5\ c\ \tau_{срб}$. Таким образом, команда на подрыв БЧ выдается, если отраженный целью сигнал будет обнаружен во временном интервале $[\tau_{срб};\ \tau_{срб} + \tau_0]$. Для повышения надежности работы взрывателя сигнал обнаруживается в стробе на основе анализа не одного, а пачки из N импульсов длительностью $T_Н = (N - 1)T$.

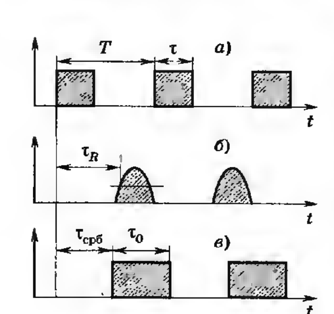


Рис. 8.7. Графики сигналов в импульсном дальномере

Минимальная измеряемая дальность («мертвая» зона) этого дальномера определяется длительностью импульсов τ сигнала $R_{мин} = 0{,}5c\tau$, а максимальная дальность $R_{макс}$ — величиной максимальной задержки $\tau_{срб\,макс}$ стробимпульсов — $R_{макс} = 0{,}5c\tau_{срб\,макс}$. Очевидно, что значение $\tau_{срб\,макс}$ не должно превышать периода T, т. е. $\tau_{срб\,макс} < T$.

Относительно просто решается задача развязки приемного и передающего трактов и при частотном методе измерения дальности [1, 5]. На рис. 8.8 даны графики, поясняющие этот метод. Законы частотной модуляции зондирующего $f_1(t)$ и отраженного от цели $f_2(t) = f_1(t - \tau_R) + F_Д$ сигналов даны на рис. 8.8, *а*, где f_0 — значение частоты несущего колебания, $f_д$ — девиация частоты, T — период модуляции, $F_Д$ — доплеровский сдвиг частоты несущего колебания. Изменение во времени разности частот $F_Р(t) = |f_1(t) - f_2(t)|$ показано на рис. 8.8, *б*, а сам сигнал разностной частоты $F_Р(t)$ — на рис. 8.8, *в*. В радиовзрывателях время распространения сигнала τ_R на трассе цель—ракета обычно существенно меньше периода модуляции $\tau_R \ll T$. Тогда сигнал частоты $F_Р(t)$ рис. 8.8, *в* можно в первом приближении считать состоящим из двух примыкающих одна к другой пачек импульсов длитель-

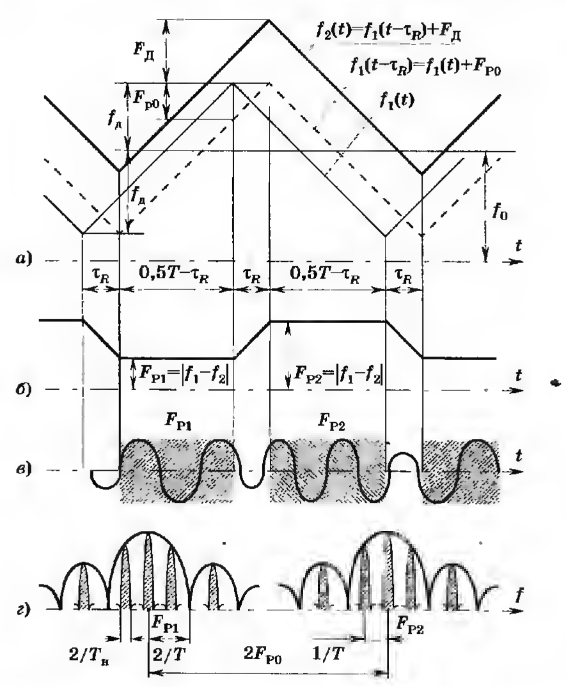


Рис. 8.8. Графики сигналов и спектров в частотном дальномере

ностью $(0{,}5T - \tau_R)$ с частотами заполнения F_{P1} и F_{P2}. Спектр этого сигнала изображен на рис. 8.8, *г*. Огибающая этого спектра имеет две моды — на частотах F_{P1} и F_{P2}, а сам спектр состоит из локальных областей с огибающими вида $\sin x/x$ и шириной каждой локальной области по первым нулям $2/T_{\text{Н}}$, где $T_{\text{Н}}$ — длительность обрабатываемого сигнала. Расстояние между соседними спектральными областями $1/T$ определяется периодом модуляции T. Значения частот F_{P1} и F_{P2} определяются дальностью R до цели и радиальной скоростью $\left(\frac{dR}{dt}\right)$ сближения ракеты и цели

$$F_{\text{P1}} = F_{\text{Д}} - F_{\text{P0}}; \quad F_{\text{P2}} = F_{\text{Д}} + F_{\text{P0}}, \qquad (8.13)$$

где $F_{\text{P0}} = 4Rf_{\text{д}}/(cT)$ — частота $F_{\text{P}}(t)$ при отсутствии взаимного движения цели и ракеты; $F_{\text{Д}} = 2f_0 \left|\frac{dR}{dt}\right|/c$ — доплеровский сдвиг частоты f_0 несущего колебания.

При выводе формулы (8.13) учитывалось, что в штатном режиме работы радиовзрывателя обычно происходит сближение ракеты и цели. Тогда $\left(\frac{dR}{dt}\right) < 0$ и $F_{\text{Д}} > 0$, а при ориентации области срабатывания взрывателя $\varphi_m < 45°$ (рис. 8.3) практически всегда выполняется условие $F_{\text{Д}} > F_{\text{P0}}$. Тогда из (8.13) получим формулы для оценки дальности R до цели и модуля радиальной скорости $\left|\frac{dR}{dt}\right|$ сближения цели и ракеты, в которых отражена эта специфика работы взрывателя:

$$2F_{\text{P0}} = F_{\text{P2}} - F_{\text{P1}} = (8Rf_{\text{д}})/(cT);$$

$$2F_{\text{Д}} = F_{\text{P2}} + F_{\text{P1}} = 4f_0 \left|\frac{dR}{dt}\right|/c; \qquad (8.14)$$

$$R = (F_{\text{P2}} - F_{\text{P1}})cT/8f_{\text{д}}; \quad \left|\frac{dR}{dt}\right| = (F_{\text{P2}} + F_{\text{P1}})c/(4f_0). \qquad (8.15)$$

Из (8.15) видно, что срабатывание взрывателя на дальности $R \approx R_{\text{срб}}$ соответствует выполнению условия для разности частот

$$(F_{\text{P2}} - F_{\text{P1}}) \approx F_{\text{срб}} = (8R_{\text{срб}}f_{\text{д}})/(cT). \qquad (8.16)$$

Если в импульсном дальномере команда на подрыв БЧ выдается при попадании отраженного сигнала во временной строб, то по аналогии в частотном дальномере команда на подрыв БЧ выдается при попадании отраженного сигнала в «частотный строб».

Минимальное значение $(F_{\text{P0}})_{\text{мин}}$ должно быть таким, чтобы в пределах одного временного интервала длительностью $(0{,}5T - \tau_R) \approx 0{,}5T$ (рис. 8.8, *в*) помещалось не менее одного периода сигнала разностной частоты. Тогда $(F_{\text{P0}})_{\text{мин}} \approx 2/T$ и минимальная дальность действия взрывателя равна $R_{\text{мин}} \approx 0{,}25\,\lambda_m$, где $\lambda_m = c/f_{\text{д}}$. Максимальная дальность действия взрывателя определяется установленным значением частоты срабатывания $(F_{\text{срб}})_{\text{макс}}$, т. е. $R_{\text{макс}} \approx 0{,}125T(F_{\text{срб}})_{\text{макс}}\,\lambda_m$.

Заметим (см. рис. 8.8, *в*), что сигналы частот F_{P2} и F_{P1} разнесены во времени и для вычисления их разности $(F_{\text{P2}} - F_{\text{P1}})$ аппаратными средствами необходимо устройство задержки сигнала частоты F_{P1} на время $0{,}5T$, что представляет достаточно сложную техническую задачу. Вычисление разности $(F_{\text{P2}} - F_{\text{P1}})$ выполнять целесообразно не аппаратно, а алгоритмически, что легко реализуется, если применяются цифровые методы измерения частоты и обработки информации.

При выборе параметров дальномера следует помнить, что из-за дискретности спектра отраженного сигнала (рис. 8.8, *г*) при измерении разностных частот F_{P2} и F_{P1} неследящими измерителями возникает ошибка дискретности, равная $1/T$.

Определение дальности до цели при известной зависимости мощности отраженного сигнала от дальности до цели $P(R)$ можно проводить и на основе анализа уровня отраженного целью сигнала [4]. Эта зависимость определяется формулой

$$P(R) = (P_{\text{прд}}D_{\text{прд}}S_{\text{прм}}S_{\text{эф}}\eta)/[(4\pi)^2\,(R)^4], \qquad (8.17)$$

где $P_{\text{прд}}$ — мощность передатчика взрывателя; $D_{\text{прд}}$ — КНД передающей антенны; $S_{\text{прм}}$ — эффективная площадь приемной антенны; $S_{\text{эф}}$ — эффективная поверхность рассеяния цели; R — дальность до этой цели; η — КПД радиолинии.

Пусть пороговое значение мощности принятого сигнала (т. е. мощности, при которой срабатывает взрыватель) определяется как мощность сигнала $P(R_{\text{срб}})$ от цели с минимальной ЭПР $S_{\text{эф мин}}$, находящейся на расстоянии $R_{\text{срб}}$. Тогда для любой цели с ЭПР $S_{\text{эф}} \geqslant S_{\text{эф мин}}$ выполнение неравенства $P(R) \geqslant P(R_{\text{срб}})$ означает, что расстояние R до этой цели меньше $R_{\text{срб}}$, т. е. $R \leqslant R_{\text{срб}}$.

Однако ЭПР реальных целей могут отличаться от $S_{\text{эф мин}}$, что необходимо учитывать при выборе параметров радиовзрывателя. Значения таких характеристик взрывателя, как $P_{\text{прд}}$, $D_{\text{прд}}$, $S_{\text{прм}}$, можно считать известными и достаточно стабильными, а эффективная поверхность рассеяния $S_{\text{эф}}$ разных це-

лей может отличаться на порядок и более. Тогда из (8.17) получим, что расстояние, на котором выполняется неравенство $P(R) \geqslant P(R_{срб})$, будет зависеть от соотношения ЭПР реальной $S_{эф}$ и минимальной $S_{эф\,мин}$:

$$R/R_{срб} = [P(R)/P(R_{срб})]^{0,25} = (S_{эф}/S_{эф\,мин})^{0,25}. \qquad (8.18)$$

График зависимости (8.18) показан на рис. 8.9, а количественная связь $(R/R_{срб})$ и $(S_{эф}/S_{эф\,мин})$ следующая:

$(R/R_{срб})$	1	1,19	1,49	1,78
$(S_{эф}/S_{эф\,мин})$ ...	1	2	5	10

Видно, что при изменении отношения ЭПР $(S_{эф}/S_{эф\,мин})$ на порядок отношение радиусов срабатывания $(R/R_{срб})$ меняется примерно в 1,8 раза. Другими словами, если взрыватель настроен на срабатывание по цели с минимальной ЭПР $S_{эф\,мин}$, то при работе с целями, у которых ЭПР $S_{эф}$ в десять раз больше, взрыватель сформирует команду на подрыв БЧ на расстоянии до цели, больше расчетного в 1,78 раз. На рис. 8.9 показана область срабатывания такого взрывателя по дальности. Значения максимальной $R_{макс}$ и минимальной $R_{мин}$ дальности срабатывания взрывателя определяются значениями максимальной $S_{эф\,макс}$, и минимальной $S_{эф\,мин}$ ЭПР цели. Для согласования области срабатывания взрывателя и области возможного поражения цели надо, чтобы значение $R_{макс}$ не превышало радиус $R_П$ поражения цели: $R_П \geqslant R_{макс}$. Очевидно, что для целей с меньшими ЭПР $S_{эф}$, команда на подрыв БЧ будет выдана на расстоянии до цели $R(S_{эф})$ меньше радиуса по-

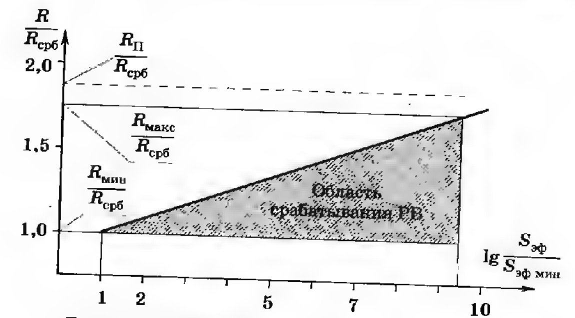


Рис. 8.9. Пояснение к определению дальности по уровню отраженного сигнала

ражения $R_П$. Размеры области поражения цели в этом случае будут меньше максимально возможных, что является «платой» за неточное знание ЭПР цели.

Заметим, что если пороговое значение $P_{мин}$ принятого сигнала (пропорциональное величине минимальной ЭПР $S_{эф\,мин}$ цели) устанавливается на радиовзрывателе непосредственно перед пуском ракеты (вместе с полетным заданием), когда тип атакуемой цели и значение ее ЭПР известны достаточно хорошо, то можно достичь лучшего согласования области срабатывания взрывателя и области возможного поражения цели.

Технически этот метод реализуется как с установкой на взрывателе специальных измерителей мощности P приходящего сигнала, так и на основе косвенного измерения мощности P приходящего сигнала путем анализа уровня сигнала АРУ приемника [4].

Во взрывателях, использующих непрерывный зондирующий сигнал, применяют селекцию целей по скорости (по доплеровскому сдвигу частоты). Функциональная схема доплеровского канала [4, 5] соответствует рис. 8.6. В измерителе *ИЗМ* определяется разность частот $F_Р = f_1(t) - f_2(t)$ зондирующего $f_1(t)$ и отраженного $f_2(t) = f_1(t) + F_Д$ сигналов. В решающем устройстве сопоставляется частота $F_Р$ и диапазон частот срабатывания $F_{ср} \pm \Delta F$ взрывателя, которые определяются (8.10) и (8.11). При успешном исходе дается разрешение на формирование команды подрыва БЧ. Как было показано ранее, параметры $F_{ср}$ и ΔF связаны с угловой ориентацией φ_m и угловой шириной $\Delta\varphi$ области срабатывания взрывателя (см. рис. 8.3). Выбором значений $F_{ср}$ и ΔF можно влиять на значения параметров области срабатывания взрывателя.

8.4. Эффективность поражения цели

Будем оценивать эффективность работы комплекса наведения вероятностью поражения цели. Все факторы, влияющие на поражение цели, можно объединить в три группы [1]. Первая группа — это факторы, определяющие величину вектора промаха ракеты в момент подрыва БЧ. Значение промаха дает оценку качества работы системы наведения. Вторая группа факторов определяется характеристиками БЧ и задает параметры области вероятного поражения цели. Третья группа факторов учитывает уязвимость цели.

Точное решение задачи оценки промаха весьма трудоемко и требует проведения объемных вычислительных, а иногда и

натурных экспериментов, поэтому при оценке эффективности применяют разного вида упрощения [1].

Во-первых, от пространственной (трехмерной) задачи поражения цели БЧ переходят к анализу плоской (двумерной) задачи поражения цели в картинной плоскости.

Во-вторых, вместо реальных трехмерных целей анализируются их проекции на картинную плоскость (плоские аналоги пространственной цели).

В-третьих, в расчетах вероятности поражения цели все атаки из сектора вероятных атак полагают равноопасными, т. е. пренебрегают зависимостью характеристик уязвимости целей от направления атак. Характеристики уязвимости большинства реальных целей зависят от направлений вероятных атак. Как расчетом, так и экспериментально получить такие характеристики очень трудно, поэтому для проектных оценок поражения целей используют «внеракурсные», несколько завышенные характеристики уязвимости целей.

Для вывода формулы оценки вероятности поражения цели введем связанную скоростную декартову систему координат ($AX_AY_AZ_A$). Начало системы совпадает с положением цели, ось AX_A направлена параллельно вектору скорости ракеты $\mathbf{v}_A$, а плоскость AY_AZ_A — картинная плоскость — перпендикулярна вектору $\mathbf{v}_A$ и оси AX_A.

Из-за случайных погрешностей наведения в момент подрыва БЧ находится в точке с координатами (x, y, z). Плотность вероятности этих координат обозначим $W(x, y, z)$. Поскольку начало системы координат ($AX_AY_AZ_A$) совпадает с целью, то (x, y, z) являются декартовыми координатами вектора текущего промаха. При выбранной системе координат составляющая промаха «x» обусловлена погрешностью момента подрыва БЧ.

Если погрешности наведения (y, z) ракеты в картинной плоскости AY_AZ_A распределены по гауссову закону с математическими ожиданиями my, mz и СКО $\sigma y = \sigma z = \sigma$, то распределение $W(\rho)$ модуля вектора промаха $|\rho(y, z)|$ в картинной плоскости будет определяться обобщенным законом Рэлея

$$W(\rho) = (\rho/\sigma^2) \exp[-(\rho^2 + \rho_0^2)/(2\sigma^2)] J_0(\rho_0\rho/\sigma^2), \qquad (8.19)$$

где $\rho_0 = (my^2 + mz^2)^{0,5}$ — средний промах в картинной плоскости, J_0 — модифицированная функция Бесселя.

Уязвимость цели характеризуется координатным законом поражения $Q(x, y, z)$, который определяет плотность вероятности поражения цели в зависимости от координат (x, y, z) точки подрыва БЧ. Условный координатный закон поражения $Q(y, z|x)$ или $Q(\rho, \delta|x)$ определяет плотность вероятности в зависимости от декартовых (y, z) или полярных (ρ, δ) координат точки подрыва БЧ в картинной плоскости AY_AZ_A. Переменная $\rho = (z^2 + y^2)^{0,5}$ есть промах ракеты, а угол $\delta = \mathrm{arctg}\,(y/z)$ — направление вектора промаха $\boldsymbol{\rho}\,(\rho, \delta)$ в картинной плоскости.

Вероятность поражения цели зависит от количества ПЭ, попавших в уязвимую площадь цели $S_У(\rho, \delta)$ с расстояния ρ и направления δ. Вывод точной зависимости $Q(\rho, \delta)$ затруднителен, поэтому в расчетах используют усредненный по всем возможным значениям $0 \leqslant \delta \leqslant 2\pi$ условный координатный закон поражения цели $Q(\rho)$. В этом случае вероятность поражения цели $P_П$ определяется только величиной промаха ρ в картинной плоскости и радиусом поражения цели $R_П$, который является параметром условного координатного закона поражения. Для численных оценок применяют разные формы $Q(\rho)$. Ниже приведены два вида условного закона поражения [1], позволяющие получить аналитические формулы для вычисления $P_П$:

$$Q_1(\rho) = 1 - \exp[-(R_{П1}/\rho)^2]; \qquad (8.20)$$

$$Q_2(\rho) = \exp[-0,5(\rho/R_{П2})^2]. \qquad (8.21)$$

В общем случае [1] вероятность поражения цели при подрыве БЧ определяется законом распределения точек подрыва $W(x, y, z)$ и координатным законом поражения цели $Q(x, y, z)$:

$$P_П = \iiint\limits_{U(x,y,z)} W(x, y, z)\, Q(x, y, z)\, dx\, dy\, dz, \qquad (8.22)$$

где $W(x, y, z)$ — область пространства вблизи цели, в которой ПЭ боевой части имеют энергию, достаточную для поражения цели.

С учетом выше оговоренных упрощений

$$P_П \approx \int_0^\infty W(\rho)\, Q(\rho)\, d\rho. \qquad (8.23)$$

Подставляя в (8.23) условный закон поражения цели $Q(\rho)$ вида (8.21) и $W(\rho)$ вида (8.19), получим формулу для вычисления вероятности поражения цели в зависимости от радиуса поражения цели $R_П$, среднего промаха ρ_0 и СКО σ рассеяния точек подрыва БЧ в картинной плоскости:

$$P_П(R_П, \rho_0, \sigma) \approx A \exp[(-0,5B)(1 - A)], \qquad (8.24)$$

где $A = 1/[1 + (\sigma/R_{П2})^2]$; $B = (\rho_0/\sigma)^2$.

В общем случае вычисление $P_П$ проводится численным интегрированием уравнения (8.22).

8.5. Особенности радиовзрывателей

Одной из особенностей радиовзрывателей является наличие в их аппаратуре устройств предотвращения преждевременного срабатывания [6]. Эти устройства запрещают выдачу команды подрыва БЧ до выполнения определенных условий. Такими условиями в автономных взрывателях могут быть: факт схода ракеты с направляющих пусковой установки, факт включения двигателя и выхода его на номинальный режим работы, достижение ракетой определенной скорости или дальности от места пуска, надежное обнаружение отраженного целью сигнала и т. п. В комбинированных радиовзрывателях с пункта управления может выдаваться специальная команда («дальнее взведение взрывателя»), разрешающая формирование команды подрыва БЧ.

Радиовзрыватели работают на малых удалениях от целей. Это обстоятельство требует учета влияния на работу взрывателя таких факторов, которыми часто пренебрегают в системах большей дальности действия.

В частности, при подлете к цели ее угловые размеры становятся соизмеримыми с угловой шириной области срабатывания взрывателя, цель становится протяженной. Положение эквивалентного центра излучения такой цели может существенно и достаточно быстро изменяться в пределах контура цели [3]. Кроме того, при отражении от протяженной цели каждая спектральная компонента зондирующего сигнала «размывается», превращается в спектральную область, ширину которой ΔF можно оценить по формуле (8.11), полагая параметр $\Delta\varphi$ равным угловой ширине цели. Из (8.11) видно, что величина ΔF может быть значительной, что необходимо учитывать при выборе параметров аппаратуры взрывателя.

Если расстояние до цели меньше протяженности зоны Френеля $R_{\Phi} = 2d_{\text{А}}^2/\lambda$, где $d_{\text{А}}$ — размер раскрыва антенны, λ — длина волны несущего колебания, то фазовый фронт радиоволны существенно несферический, что вызывает искажение диаграмм направленности антенн, падение их усиления, а также появление дополнительного сдвига частоты сигнала [3, 7] на величину $\Delta F_{\Phi} = (2v_0 T_{\text{Н}} \sin\varphi_m) / \lambda$, где v_0 — скорость сближения ракеты и цели, $T_{\text{Н}}$ — время обработки сигнала, φ_m — направление максимума области срабатывания взрывателя. При замене λ на $\lambda_m = c/f_{\text{д}}$ по этой же формуле можно оценить величину дополнительного сдвига частоты ЛЧМ-сигнала

дальномера. Определяя ширину диаграммы направленности антенны как $2\Delta\theta = 2\lambda/d_{\text{А}}$, получим формулу для оценки протяженности зоны Френеля, в пределах которой надо учитывать отмеченные выше эффекты $R_{\Phi} = 2\lambda/(\Delta\theta)^2$. Результаты расчетов по этой формуле следующие:

$\Delta\theta$, рад	0,1	0,2	0,5	1
R_{Φ}	200λ	50λ	8λ	2λ

Сверхмалая дальность действия радиовзрывателя не снимает проблем обеспечения высоких энергетических параметров радиолинии [4]. Это обусловлено жесткими массо-габаритными ограничениями на аппаратуру взрывателя (а следовательно, и на мощность передатчика) и весьма малым временем обработки сигнала. Кроме того, требования к качеству обработки сигнала очень высокие, что предполагает при малом времени обработки сигнала большие значения отношения $q^2 = P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ мощностей сигнала $P_{\text{с}}$ и шума $P_{\text{ш}}$ на входе измерителей. Значения q^2 запишем через параметры радиолинии:

$$q^2 = K_q(P_{\text{прд}}/R^4); \quad K_q = \pi S_{\text{эф}}(k_{\text{ИП}}\lambda)^2/[64(\Delta\theta)^4 kT_{\text{ш}}\Delta f], \qquad (8.25)$$

где $2\Delta\theta$ — ширина диаграммы направленности антенны; $k_{\text{ИП}}$ — коэффициент использования поверхности антенны; λ — длина волны; $S_{\text{эф}}$ — ЭПР цели; k — постоянная Больцмана; Δf — ширина спектра сигнала; $P_{\text{прд}}$ — мощность передатчика; $T_{\text{ш}}$ — шумовая температура приемника.

На входе измерителей информационных параметров сигнала отношение мощностей сигнала $P_{\text{с}}$ и шума $P_{\text{ш}}$ должно быть больше порогового значения $q^2_{\text{пор}}$. Тогда формула для оценки мощности $P_{\text{прд}}$, необходимой для обеспечения отношения мощностей сигнала $P_{\text{с}}$ и шума $P_{\text{ш}}$ больше порогового значения $q^2_{\text{пор}}$, имеет вид

$$P_{\text{прд}} > (q^2_{\text{пор}} R^4)/K_q. \qquad (8.26)$$

Для значений параметров $\Delta\theta = 0{,}5$ рад; $k_{\text{ИП}} = 0{,}7$; $\lambda = 3$ см; $S_{\text{эф}} = 1$ м^2; $\Delta f = 10^7$ Гц; $T_{\text{ш}} = 700$ К, $q^2_{\text{пор}} = 100$ по формуле (8.26) проведены расчеты, результаты которых следующие:

R, м	50	100	200
$P_{\text{прд}}$, Вт	0,04	0,64	10,2

Видно, что при типовых значениях параметров радиолинии и умеренном значении порогового сигнала $q^2_{\text{пор}} = 100$ для обеспе-

чения дальности действия 100 м необходим передатчик со средней мощностью $P_{прд} < 1$ Вт (что приемлемо практически всегда), а для дальности действия $R > 200$ м требуется $P_{прд} > 10$ Вт, что может вызвать определенные трудности при реализации.

В этой главе использованы материалы монографий [1—7]. Эти книги и приведенные в них библиографические данные будут полезны для читателей, желающих более глубоко изучить вопросы проектирования радиовзрывателей.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Зачем нужен радиовзрыватель?
2. Что такое область возможного поражения цели и какими факторами определяется ее форма?
3. Что такое область срабатывания радиовзрывателя и какими факторами определяется ее форма?
4. В чем суть согласования радиовзрывателя и боевой части ракеты, какими способами оно достигается?
5. На каких принципах строятся измерительные устройства радиовзрывателей?
6. Как используется доплеровский эффект в радиовзрывателях?
7. Какими факторами определяется вероятность поражения цели?
8. Какие особенности функционирования надо учитывать при разработке радиовзрывателей?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник офицера противовоздушной обороны / Под ред. *Г. В. Зимина и С. К. Бурмистрова*. — М.: Воениздат, 1987.
2. *Демидов В. П., Кутырев Н. Ш.* Управление зенитными ракетами. — М.: Воениздат, 1989.
3. *Головин С. А., Сизов Ю. Г., Скоков А. Л., Хунданов Л. Л.* Высокоточное оружие и борьба с ним. — М.: Изд-во ВПК, 1996.
4. *Максимов М. В., Горгонов Г. И.* Радиоуправление ракетами. — М.: Сов. радио, 1964.
5. *Коган И. М.* Ближняя радиолокация. — М.: Сов. радио, 1973.
6. *Мерилл Г., Гольдберг Г., Гельмгольц Р.* Исследование операций. Боевые части. Пуск снарядов. — М.: Изд-во иностранной литературы, 1959.
7. *Шелухин О. И.* Радиосистемы ближнего действия. — М.: Радио и связь, 1989.

Глава 9

Проектирование радиосредств систем управления

9.1. Системы радиоуправления и их проектирование

Проектирование системы радиоуправления — длительный и сложный процесс, в котором принимают участие инженеры разных специальностей (системотехники, специалисты по управлению и баллистике, экономисты и др.). В тесном контакте с ними работают и радиоинженеры. Их непосредственной задачей является создание радиосистем, радиолиний, радиоэлектронных устройств и других радиосредств, отвечающих за информационное обеспечение системы управления.

В состав системы радиоуправления обычно входят различные радиосистемы. Одни используются для передачи информации (команд управления, телеметрии), другие — для получения информации о положении и движении управляемых объектов и целей. Проектированию таких радиосистем посвящена обширная литература (см., например, [1, 2]). В составе единой системы управления все эти радиосистемы работают совместно, решая одну задачу, и потому должны быть согласованы между собой и с другими частями системы.

Исходные данные для проектирования радиосистем, такие как дальность действия, диапазон изменения доплеровского смещения частоты, сектор обзора, угловые скорости вращения антенн, динамический диапазон передаваемых сообщений и другие, получают в результате анализа системы управления в целом. Эта задача, естественно, не может быть безразличной радиоинженеру, хотя и не является непосредственным предметом его деятельности. Следует отметить, что и характеристики радиосредств существенно влияют на показатели системы, часто решающим образом определяя ее качество. Это также должен учитывать радиоинженер при проектировании. Таким образом, радиоинженер, принимающий участие в создании систем радиоуправления, помимо своей специальности должен хорошо разбираться во многих смежных вопросах. Это особенно относится к радиоинженеру-системотехнику, который в ос-

новном занимается этапом проектирования, иногда называемым системным. Этот этап начинается с анализа технического задания на радиосистему и заканчивается составлением заданий для проектирования подсистем и устройств, входящих в ее состав. После окончания системного проектирования к работе подключаются радиоинженеры-схемотехники, конструкторы и технологи, разрабатывающие отдельные устройства: передатчики, приемники, антенны и другие элементы радиосистемы. Наконец, на последнем этапе главная роль опять принадлежит инженерам-системотехникам, которые участвуют в согласовании и стыковке подсистем, отлаживают, калибруют и юстируют радиосистему, испытывают ее и сдают заказчику для эксплуатации. В данном разделе в основном рассматривается этап системного проектирования.

Техническое задание на радиосистему обычно формируется совместно ее будущими разработчиками и потребителями, в качестве которых выступают проектировщики комплекса и систем управления. Получив задание, радиоинженер должен проанализировать его, уяснив для себя, например, следующие основные вопросы: все ли данные, необходимые для проектирования, указаны в задании, и если нет, то где и как можно получить недостающие сведения; нет ли среди указанных требований противоречий, являющихся следствием возможных ошибок; насколько и в чем требования данного задания отличаются от аналогичных уже имеющихся радиосистем? Какие требования являются главными, так что невыполнение их сделает проектируемую систему полностью непригодной, а какие — второстепенными и их при необходимости можно скорректировать? Какие из требований и исходных данных заданы жестко, а какие ограничены диапазоном (от и до)? Каков смысл величин, определяющих статистические характеристики системы, на каком множестве они определены (как заданы точность, надежность и др.)? Тщательно выполнив подобный анализ, удается избежать многих ошибок, которые потом исправить будет уже гораздо труднее.

Уточнив задание, можно приступить к основной части системного проектирования. Прежде всего надо выбрать принцип действия радиосистемы, затем определить структуру и параметры применяемых радиосигналов, разработать функциональные и структурные схемы передающих и приемных трактов, выделить основные радиолинии и радиоканалы, определить способы их уплотнения и разделения и задать их основные параметры. Наконец, следует оценить достижимые показатели качества проектируемой радиосистемы и сравнить

их с требованиями технического задания. После этого можно приступить к ***декомпозиции*** радиосистемы, т. е. разбиению ее на подсистемы, каждая из которых может проектироваться отдельно под заданные условия. Подсистемы должны по возможности мало зависеть одна от другой, чтобы их связывало небольшое число требований на входные и выходные величины. Задавать требования следует так, чтобы их выполнение можно было проверить на подсистеме, взятой отдельно от всей системы. Иногда приходится оговаривать и методику такой проверки, особенно если подсистемы предполагается создать в разных подразделениях, а иногда и на разных предприятиях.

При системном проектировании очень важен вопрос о показателях качества радиосистемы. Как правило, таких показателей оказывается много. К основным обычно относятся показатели точности, надежности, оперативности, помехозащищенности, пропускной способности, информативности, а также ряд конструктивных и экономических характеристик. Для радиосистем, входящих в состав контура следящего радиоуправления, дополнительно определяются передаточные характеристики, задающие зависимость между входной и выходной величинами сообщения, передаваемого по радиоканалу или извлекаемого из радиосигнала. Важно также оценить возможные изменения этих характеристик (изменение коэффициента передачи, появление дополнительной нелинейности) при действии помех. Точность таких систем недостаточно оценивать только дисперсией ошибки. Важно знать еще ее спектральный состав, особенно спектральную плотность вблизи нулевой частоты и математическое ожидание. Эти величины при расчете системы следящего управления характеризуют эквивалентную помеху, которая рассматривается как мешающее воздействие на контур и приводит к ошибкам наведения. Иногда в радиосистеме аналоговые сообщения подвергаются временной дискретизации и квантованию по величине. Это приводит к дополнительным возмущениям, величина которых не должна выходить за допустимый уровень.

В системах корректирующего радиоуправления сообщения имеют дискретную природу. Качество передачи отдельных дискретных команд обычно оценивается вероятностью ошибки. Для дискретных измерений параметров движения указываются дисперсии и математические ожидания ошибок отдельных отсчетов. Кроме того, желательно задавать корреляционную функцию ошибок или хотя бы временной интервал, при котором ошибки отсчетов можно считать независимыми.

Множество показателей качества порождает трудности сравнения различных радиосистем, поскольку часто одна из них лучше по одним показателям и хуже по другим [2]. В таком случае нельзя однозначно выбрать наилучшую систему, но можно указать ***нехудшие*** системы, т. е. такие, которые не уступают другим системам сразу по всем показателям. Исследуя совокупность нехудших систем, можно построить зависимости, называемые ***диаграммами обмена***. Они позволяют проектировщику судить о том, ухудшением каких показателей придется пожертвовать и в какой степени, если поставить цель улучшить другие показатели. Иногда приходится выбирать систему по одному, главному, показателю при условии, что все остальные не выйдут за заданные пределы.

Показатели качества проектируемой, еще не существующей системы должны определяться теоретически. Для этого необходимо прежде всего создать ***концептуальную модель*** исследуемой системы, т. е. представить и описать основные элементы структуры системы, связи между ними, полезные и мешающие внешние воздействия. Создание новой концептуальной модели — эвристический процесс, который не может быть формализован. Очевидно, концептуальная модель не может полностью соответствовать реальной системе. Да это и не нужно. Слишком подробная модель будет настолько сложной, что ее не удастся исследовать. Правда, если модель очень упростить, то полученные с ее помощью результаты могут оказаться слишком далекими от реальности. Поэтому важно при создании концептуальной модели учесть только основные элементы и связи системы, отбросив все второстепенное. Концептуальная модель неотделима от целей исследования. Одна и та же система может иметь разные модели в зависимости от поставленной задачи, а полученные результаты всегда будут справедливы только в определенных условиях и в ограниченной области. Концептуальная модель первоначально возникает как гипотеза. В процессе исследования она уточняется (дополняется или упрощается) в зависимости от того, удается ли с ее помощью объяснить те или иные известные свойства системы. Правильность концептуальной модели нельзя проверить теоретически. Окончательным критерием здесь может быть только практика, прямой эксперимент, хотя, конечно, возможны частичные проверки более простых моделей с помощью более сложных.

Проектируя радиосистему, инженер должен разработать концептуальные модели сигналов, помех и модели их взаимодействия в процессе передачи и приема. Концептуальную модель сигнала можно представить в виде некоторого временного процесса, зависящего от ряда параметров. Все параметры следует разбить на три группы. К первой относят известные постоянные параметры, выбранные при проектировании и сохраняющие свои значения в процессе передачи и приема. Вторую группу образуют неизвестные при приеме информативные параметры, с помощью которых передаются полезные сообщения. В третью группу входят неизвестные паразитные параметры радиосигнала, которые полезной информации не несут. Для неизвестных параметров надо задать характер их изменения за время наблюдения. Наиболее употребительны задания в виде неизвестной (случайной) постоянной величины, в виде случайного процесса с низкочастотным спектром либо в виде детерминированной функции времени со случайными постоянными параметрами (в виде квазидетерминированного процесса).

При составлении модели помех следует прежде всего решить, какие помехи вообще возможны в рассматриваемой системе, оценить, какие из них наиболее существенны, а какими можно пренебречь. Надо также решить, какие характеристики существенных помех можно считать известными. Разрабатывая модели помех, надо решить, с аддитивной или модулирующей помехой имеем дело, возникает ли она внутри самой радиосистемы или является внешней, и ее источник находится вне сферы влияния проектировщика, действует ли помеха в основном тракте радиоканала или мешает работе вспомогательных устройств (например, системам автоподстройки в приемнике). Наконец, модели будут различны в зависимости от относительной мощности, рассматриваемой помехи и сигнала.

Структуру радиосигнала обычно выбирают в самом начале системного проектирования одновременно с принципом действия. Выбрать структуру — значит определить метод модуляции радиосигнала сообщением, способ уплотнения каналов, форму зондирующих или запросных сигналов. Исследование радиосигнала, как правило, включает определение его спектрального состава и ***сигнальных функций*** [1], или ***функций неопределенности***, с помощью которых можно оценить предельные возможности радиосигнала как переносчика сообщений.

Для многих радиосистем командного управления (см. гл. 3) характерны сложные совмещенные радиосигналы, которые одновременно используют для передачи информации по многим каналам и измерения параметров движения. Такое совмещение, хотя и позволяет получить существенную экономию

при создании передающей и приемной аппаратуры, вызывает дополнительные сложности при проектировании, поскольку требования совмещаемых систем часто противоречивы.

Иногда в процессе проектирования удается поставить и решить задачу синтеза *оптимального* сигнала, т. е. найти сигнал, имеющий наилучшую сигнальную функцию при данных ограничениях. Однако из-за сложности условий, встречающихся в реальных ситуациях, такие решения сравнительно редки, и чаще всего проектировщику приходится по возможности использовать результаты, известные из литературы.

Под выбранный сигнал проектируются передающий и приемный тракты радиолинии. Передающий тракт должен сформировать радиосигнал нужной структуры с достаточным уровнем мощности и требуемой стабильностью заданных параметров. Приемный тракт должен обеспечить селекцию и усиление полезного сигнала, а также выделение нужного сообщения. Часто в приемном тракте отдельно рассматривают собственно радиоприемник, выполняющий усиление и первичную селекцию на высокой частоте, и систему обработки, выделяющую сообщение на фоне помех.

Современная теория позволяет синтезировать оптимальный алгоритм системы обработки, обеспечивающий наивысшее качество выделения сообщения при данных условиях. В общем случае синтезируется оптимальная пространственно-временная обработка, в результате которой получают наилучшее расположение и характеристики приемных антенн и структуру приемного тракта.

Синтез начинается с выбора критерия. В идеале критерий синтеза должен соответствовать принятому показателю качества радиосистемы. Однако это не всегда удается сделать из-за сложности задачи, особенно когда показателей качества много и они связаны между собой. Наиболее употребительны следующие критерии синтеза: максимального правдоподобия, минимума среднеквадратической ошибки, наименьших квадратов [1, 2].

Кратко идею синтеза оптимального алгоритма для простейшего случая удобно пояснить на примере оценки сообщения в виде постоянной неизвестной величины X. Прежде всего требуется найти аналитическую зависимость принятого для синтеза критерия δ от величин, которые при приеме сигнала можно считать известными.

Известным при приеме всегда является процесс $u_{вх}(t)$, поступивший на вход приемника. Будем также считать априорно известной структуру принимаемого сигнала $u_с(t, X)$. Информативный параметр сигнала X неизвестен и считается случайной величиной с априорно заданной статистикой, которую обозначим $\Pi_а(X)$. Пусть также априорно известна статистика помех с параметрами $\Pi_{пх}$. Тогда условие оптимизации можно записать как $\delta\,(u_{вх}(t),\ u_с(t, X),\ \Pi_а(X),\ \Pi_{пх}) \to \min\limits_X$. Это означает, что, варьируя параметр X, надо подобрать такое его значение X^*, при котором выбранный показатель δ будет наилучшим (минимальным) для данной реализации входного процесса $u_{вх}(t)$. Это условие определяет оптимальный алгоритм обработки входного процесса $u_{вх}(t)$ для получения оптимального значения сообщения X^*.

В большинстве случаев первичное выражение для оптимального алгоритма целесообразно преобразовать. Например, если функция $\delta(X)$ дифференцируема, можно перейти к уравнению $\dfrac{\partial[\delta(X)]}{\partial X} = 0$, корень которого также дает X^*. Решение уравнения можно искать путем последовательных приближений, варьируя величину X (оптимальный алгоритм в замкнутой форме), или получить аналитическое решение, представляя X^* в виде $X^* = f\,(u_{вх}(t),\ \Pi_а,\ \Pi_{пх})$ (оптимальный алгоритм в разомкнутой форме).

Найденный алгоритм подвергается различным преобразованиям, чтобы привести его к виду, наиболее удобному для реализации.

Иногда синтез затрудняется тем, что не все величины, от которых зависит критерий δ, являются известными. Сигнал, поступающий в приемник, может иметь паразитные параметры, которые приходится считать случайными с неизвестной статистикой. Неизвестной может быть априорная статистика сообщений. Наконец, неизвестна может быть и статистика помех. Так возникает проблема ***априорной неопределенности.*** Существует ряд способов ее решения. Сущность их вкратце сводится к следующим рекомендациям. Во-первых, можно так синтезировать оптимальный алгоритм, чтобы для его реализации не требовалось использование априорно неизвестных величин (непараметрический подход), например, алгоритм, синтезированный по критерию наименьших квадратов, не требует знания статистики помех. Во-вторых, можно измерять неизвестные характеристики и результаты измерений использовать для построения ***адаптивных*** алгоритмов. В-третьих, при синтезе алгоритма предполагают, что неизвестная характеристика ведет себя так, чтобы максимально ухудшить качество оценки. Такой подход с ***расчетом на худшее*** приводит к получению ***минимаксных и игровых*** алгоритмов.

Надо сказать, что при реальном проектировании радиосистем управления редко удается найти законченное решение только с помощью формального аппарата оптимального синтеза. Причина здесь в сложности реальных условий проектирования, в необходимости учитывать такие обстоятельства, которые обычно трудно описать математически (например, такой фактор, как наличие готовой аппаратуры или опыт разработчиков по созданию систем определенного типа). Значение теории оптимальных решений для проектировщика больше в том, что она подсказывает идеи, которые в той или иной степени можно применить при построении аппаратуры, развивает его интуицию, позволяет заранее представить, какие преобразования сигнала недопустимы при сильных помехах и т. п. Очень важны также вытекающие из теории оценки предельных значений показателей качества. Зная их, можно, например, сразу увидеть невыполнимость каких-то условий задания или решить вопрос о том, стоит ли модернизировать систему, если ее показатели уже близки к теоретическому пределу. Формулы для предельных оценок позволяют указать, какие параметры влияют на качество и как. Их можно также использовать для получения предварительного представления о показателях новой системы, существующей пока только в воображении проектировщика, чтобы решить, стоит ли начинать проектирование.

Алгоритмы обработки и формирования радиосигналов, найденные тем или иным способом, необходимо реализовать в создаваемой аппаратуре. Это означает, что требуется подобрать технические средства, которые будут выполнять операции, предписываемые алгоритмами. В настоящее время существуют два основных способа реализации алгоритма: аналоговый и цифровой. Широко применяется также их комбинирование. Аналоговая техника (ее начали применять раньше) использует электрические схемы с линейным или нелинейным преобразованием токов или напряжений (усилители, фильтры, детекторы и др.). При цифровой реализации сигнал поступает на преобразователь аналог—цифра, после чего обработку по заданному алгоритму выполняет цифровой вычислитель.

Цифровая техника имеет важные преимущества. Ее элементы стабильны и легко взаимозаменяемы. Цифровые устройства удобно сопрягать с цифровой ЭВМ, которая, как правило, входит в состав системы радиоуправления. При необходимости командами с ЭВМ удобно менять параметры, а иногда и структуру цифровых схем. Однако цифровая техника не работает на очень высоких частотах, соответствующих

несущим радиосигналов. Кроме того, до преобразования в цифровую форму принимаемый радиосигнал необходимо усиливать. Поэтому чаще всего реализация приемного тракта оказывается смешанной — аналого-цифровой. Цифровой вычислитель также можно строить различными способами. При первом способе (его называют аппаратным) вычислитель собирается под заданный алгоритм из цифровых микросхем или реализуется в виде большой интегральной схемы. При втором (программном) — вычислитель основывается на использовании микропроцессоров или универсальной ЭВМ, в которые закладывают нужную программу. Программный способ выгоден, когда скорость поступления информации сравнительно невелика, а преобразующие операции достаточно сложны. Иногда оба способа комбинируют.

Проектировщику обычно приходится изменять первоначально полученный алгоритм, подгоняя его к виду, удобному для принятого способа реализации. Так, при цифровой аппаратной реализации важно использовать как можно более грубое квантование, чтобы упростить вычислитель (часто сигнал квантуется всего на два уровня). Программная реализация рассчитана на вычислитель с заданной разрядной сеткой. Здесь важно экономить скорость ввода, время счета и объем памяти. Большие возможности для этого также заложены в подборе наиболее целесообразного алгоритма. На этом этапе системного проектирования результаты реализации представляются в виде структурной схемы, на которой отображены основные блоки радиосистемы и связи между ними. Структурная и функциональная схемы являются основой для проведения системного анализа проектируемой радиосистемы.

Цель анализа — определить основные показатели качества радиосистемы и установить их зависимость от параметров схемы, приходящих сигналов и помех. Анализ может быть самостоятельным методом проектирования. Подвергая анализу разные варианты схем, найденных эвристически или взятых по аналогии для уже известных радиосистем, можно выбрать в конце концов лучший вариант, удовлетворяющий техническому заданию. Задача анализа может состоять в оценке влияния внешних или внутренних помех, учете возможных искажений из-за нестабильности или неточности знания номиналов различных элементов. При цифровой реализации обычно возникает задача определения ошибок из-за квантования и временной дискретизации.

В результате анализа выявляется не только значение показателя качества, но и его зависимость от параметров функцио-

нальной схемы. Эту зависимость можно использовать для выбора оптимальных значений параметров (выполнить параметрический синтез).

Существуют три вида анализа: ***теоретический анализ, имитационное моделирование и натурный эксперимент***. Общие характеристики анализа как метода исследования относятся в равной мере ко всем трем видам. Однако каждый из них имеет свои специфические особенности.

Теоретический анализ позволяет получать искомые зависимости в виде формул. Это очень удобно, поскольку обеспечивает наглядность и общность результатов. Из формул легко видеть, какие именно параметры системы и как влияют на тот или иной показатель качества. Исследуя формулу методами математического программирования, можно установить область оптимальных значений параметров, при которых достигается высшее качество. Выполняя теоретический анализ, не следует сразу рассматривать наиболее полную концептуальную модель. Обычно лучше начинать с упрощенных моделей и усложнять их постепенно, уточняя результаты. Например, при анализе прохождения сигнала с помехами через приемный тракт радиолинии целесообразно вначале исследовать действие каждой помехи отдельно. В радиолинии надо раньше исследовать основной канал прохождения сигнала, полагая, что все вспомогательные устройства (программные или автоподстройки) работают идеально. Если результаты окажутся удовлетворительными, можно перейти к вспомогательным устройствам и определить условия, при которых их работа близка к идеальной. На последнем этапе рассматриваются изменения в работе основного канала из-за ошибок вспомогательных устройств. При теоретическом анализе, как правило, приходится вводить упрощающие допущения, без которых его просто не удается довести до конца. Важно проследить, чтобы эти допущения не нарушались в ходе дальнейшего анализа и при применении полученных результатов. Очень полезны числовые оценки как промежуточных, так и конечных величин.

Вопрос о справедливости сделанных допущений является одним из самых трудных при теоретическом анализе. По сути, чтобы ответить на него, надо бы снять эти допущения и сравнить результаты. Однако теоретически это сделать трудно. Разрешить эту задачу позволяет переход к имитационному моделированию.

При моделировании радиосистемы все преобразования сигналов и помех, задаваемые функциональной схемой, выполняются вычислительной машиной. Обычно для моделирования

используются универсальные ЭВМ. Внешние воздействия (сигналы и помехи) имитируются с помощью специальных программ, в частности стандартных генераторов случайных чисел, которые входят в матобеспечение ЭВМ. На имитационной модели проводится машинный эксперимент, результаты которого обрабатываются также ЭВМ. Если необходимо получить статистические характеристики, эксперимент повторяется многократно при независимых случайных воздействиях. С помощью моделирования удается выполнить анализ таких случаев, которые не решаются теоретически. Можно исследовать гораздо более полные концептуальные модели, учесть совместное действие разных помех, проверить правильность упрощенных теоретических формул. Моделирование, однако, невозможно без теоретического анализа. Теоретически необходимо оценивать разумность результата моделирования, правильность взятых начальных значений параметров. Теория помогает составить план машинного эксперимента, оценить необходимый объем выборки для получения статистических характеристик. Не все характеристики можно получить имитационным моделированием. Так, очень малые вероятности ошибок оценить не удастся, поскольку потребуется очень большая выборка, для которой может не хватить имеющегося машинного времени. Здесь также не обойтись без теоретического анализа.

В ряде случаев полезными оказываются комбинированные ***расчетно-имитационные*** модели, в которых преобразования частично рассчитываются, а в другой части имитируются. Так, например, исследуя прохождение сигнала и помех в тракте радиоприемника, можно сначала рассчитать, как этот процесс преобразуется в некотором входном элементе тракта, а затем имитировать уже преобразованный процесс для изучения его прохождения через последующие элементы.

Моделирование радиосистем в составе контура следящего управления имеет свою специфику. Дело в том, что процессы, происходящие внутри радиосистемы, более быстрые, чем управляющие воздействия, циркулирующие в контуре управления. Поэтому при их моделировании приходится выбирать существенно разные интервалы временной дискретизации. Это очень затрудняет создание единой модели, в которой отражается и структура контура управления, и функциональная схема радиосистемы. Обычно радиосистему анализируют отдельно, чтобы определить ее статистический эквивалент. Эта характеристика задает связь между сообщениями на входе радиосистемы и командой на ее выходе с учетом действия помех и искажений. Обычно она описывается некоторой нели-

нейной функцией с добавлением аддитивной эквивалентной помехи. Статистический эквивалент заменяет радиосистему при моделировании контура управления.

Натурный эксперимент проводят с готовой радиосистемой или с законченными автономными подсистемами. Иногда для эксперимента специально создают макетные образцы, которые не имеют конструктивно законченного оформления. В процессе проектирования выполняются лабораторные эксперименты на макетах и отдельных устройствах. Иногда эксперимент объединяется с моделированием (так называемое полунатурное моделирование). При этом часть готовых устройств или макетов сопрягается с ЭВМ, которая моделирует другие части системы и внешние воздействия. Как правило, эксперимент с системой радиоуправления обходится дороже теоретических исследований и моделирования. Поэтому обычно его проводят для оценки качества уже законченной системы в процессе полевых и летных испытаний, пробных пусков и при сдаче в эксплуатацию.

Для реального проектирования радиосистемы используются различные пути. Проектировщику приходится применять и строгие формальные методы исследования, и эвристические решения, переходить от анализа к синтезу, от теоретических расчетов к моделированию и эксперименту. Последовательность этапов проектирования также часто нарушается. Иногда за основу новой радиосистемы берется какой-либо прототип. Проводится его анализ и параметрический синтез. Для отдельных подсистем синтезируются новые алгоритмы и находятся новые функциональные схемы, реализация которых становится возможной на современном уровне. Оценивается соответствие достигаемых показателей требованиям технического задания и потребный расход ресурсов. Если позволяют условия, параллельно рассматривается несколько исходных вариантов, которые затем сравниваются.

Некоторое представление о характере и последовательности проектирования радиолинии по заданному прототипу можно получить при рассмотрении примера, приведенного далее.

9.2. Пример задания на проектирование командно-измерительной радиосистемы корректирующего управления космическим аппаратом

Рассматриваемая в качестве примера радиосистема, входящая в состав космического командно-измерительного комплекса, предназначена для передачи командно-программной

информации с наземного пункта управления на борт космического аппарата, передачи служебной телеметрической информации с борта на Землю и измерения дальности до космического аппарата. Радиосистема состоит из двух радиолиний, работающих на разнесенных несущих частотах. Первая передает с Земли на борт цифровые команды и сигнал запроса дальности; вторая — с борта на Землю цифровую телеметрию и ответный сигнал дальности. Обе радиолинии построены аналогично, каждая содержит канал передачи информации и канал символьной синхронизации и дальнометрии. Для передачи информации применяется метод модуляции КИМ—ФМ—ФМ. Дальномерный канал использует псевдослучайный сигнал (ПСС). Сообщения в информационном канале разделяются по адресу и по времени. Дальномерный и информационный каналы разделены по частоте поднесущей.

Структурная схема наземного передающего тракта радиолинии Земля—борт, взятой в качестве прототипа, показана на рис. 9.1. Команды, сформированные на ЭВМ пункта управления, поступают на кодирующее устройство, где преобразуются в командные кодовые слова, состоящие из информационной и адресной частей. Получаемый видеосигнал $u_{\text{ким}}(t)$ содержит положительные и отрицательные импульсы, передающие соответствующие символы (нули и единицы). Этот сигнал модулирует по фазе с девиацией $\pi/2$ гармоническое поднесущее

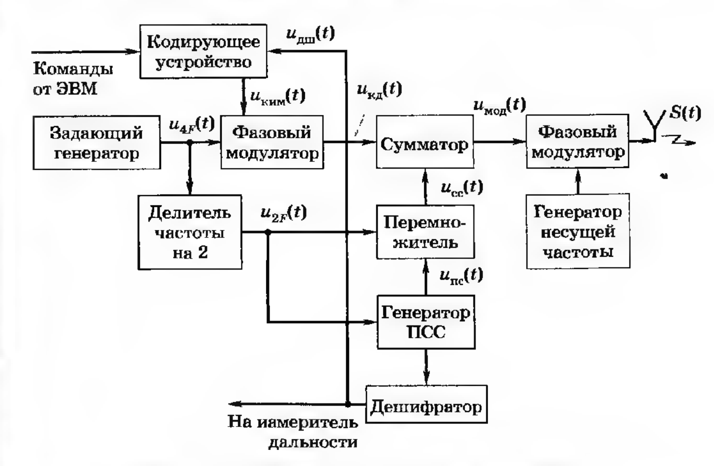


Рис. 9.1. Структурная схема передающего тракта

колебание $u_{4F}(t)$ с частотой $4F_T$, которое вырабатывается задающим генератором. Частота задающего генератора может перестраиваться по программе, чтобы компенсировать доплеровское смещение. Получающийся командный сигнал КИМ—ФМ ($u_{кд}(t)$) складывается в сумматоре с синхросигналом $u_{сс}(t)$, и модулирующее напряжение $u_{мод}(t)$ поступает на фазовый модулятор передатчика. Синхросигнал $u_{сс}(t)$, являющийся одновременно запросным сигналом дальномера, формируется в перемножителе (или логическом сумматоре символов по модулю 2). На входы перемножителя поступают импульсы от генератора псевдослучайного сигнала $u_{пс}(t)$ и периодическое колебание прямоугольной формы $u_{2F}(t)$ (меандр), полученное в результате деления на 2 частоты задающего генератора. Оба колебания синхронны, поскольку генератор ПСС управляется тем же меандром. Таким образом, синхросигнал $u_{сс}(t)$ состоит из разнополярных прямоугольных импульсов, которые образуют кодовые группы, повторяющиеся периодически с периодом $T_{пс}$, совпадающим с длительностью информационного символа (см. рис. 9.3, *б*). В начале каждого периода, когда триггеры, входящие в генератор ПСС, устанавливаются в начальное положение, из дешифратора выделяется синхроимпульс $u_{дш}(t)$, снимающий очередной символ с кодирующего устройства на фазовый модулятор.

Структурная схема бортового приемного тракта приведена на рис. 9.2. После усиления на промежуточной частоте фазоманипулированный сигнал $S(t)$ поступает на фазовый детектор несущей, гармоническое опорное напряжение $u_{оп}(t)$ для которого выделяется системой *ФАП*, настроенной на частоту несущего колебания (на промежуточную частоту). На выходе фазового детектора восстанавливается модулирующий сигнал $u_д(t)$, состоящий из суммы информационного сигнала КИМ—ФМ и синхросигнала. Информационный сигнал выделяется полосовым фильтром канала информации, настроенным на поднесущую частоту $4F_т$, детектируется в фазовом детекторе поднесущей и в виде биполярного КИМ-сигнала поступает на схему распознавания символов. Здесь каждый импульс длительностью $T_{пс}$ интегрируется, и накопленное к концу напряжение подается на решающее устройство, где определяется его полярность и в зависимости от этого регистрируется символ 1 или 0.

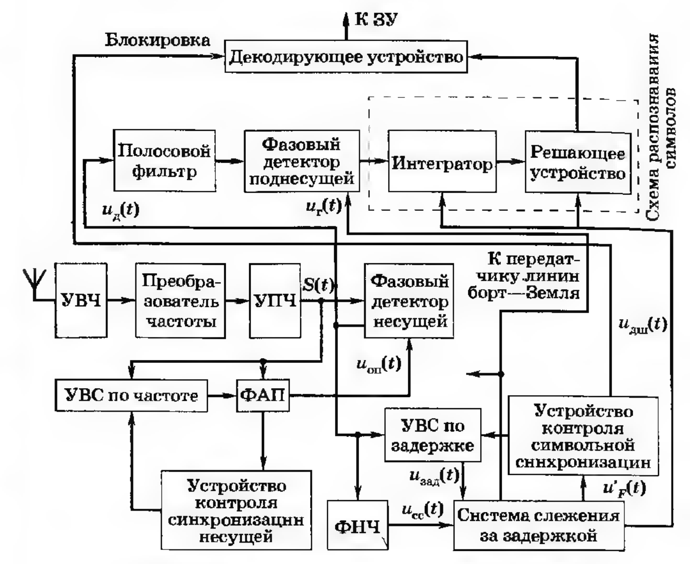


Рис. 9.2. Структурная схема приемного тракта

Эти символы поступают в декодирующее устройство, в котором восстанавливается принятое командное кодовое слово, в результате чего соответствующая команда передается в запоминающее устройство *ЗУ*. Для работы информационного канала необходимы два опорных напряжения. Первое $u_г(t)$ — гармоническое колебание с частотой $4F_т$ — используется в фазовом детекторе поднесущей. Второе $u_{дш}(t)$ — в виде коротких импульсов с периодом $T_{пс}$ — управляет работой интегратора и решающего устройства, обеспечивая в конце каждого символа принятие решения и сброс интегратора. Эти опорные напряжения формируются в системе слежения за задержкой (рис. 9.3, *а*), работающей по синхросигналу.

Синхросигнал (рис. 9.3, *б*) с фазового детектора несущей через *ФНЧ* поступает на первый перемножитель, где умножается на опорное колебание $u_0(t)$ (рис. 9.3, *в*). В результате перемножения образуется сигнал $u'_F(t)$, форма которого зависит от временного сдвига τ между синхросигналом и опорным колебанием. Напряжение $u'_F(t)$ еще раз перемножается с опорным

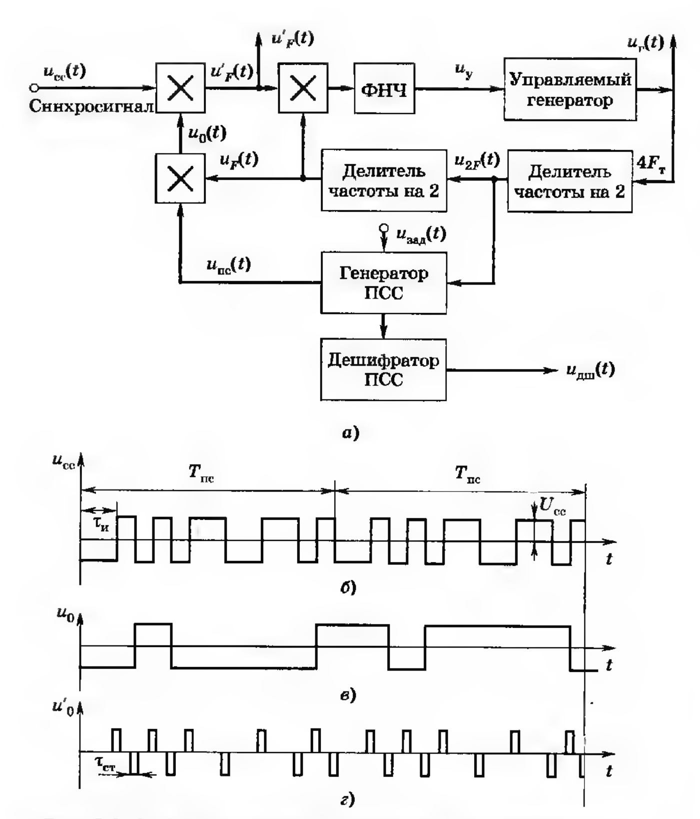


Рис. 9.3. Структурная схема системы слежения за задержкой: *а* — схема; (*б*—*г*) — временные диаграммы напряжений в канале синхронизации

меандром $u_F(t)$ и фильтруется *ФНЧ*. Выделенная постоянная составляющая представляет собой управляющий сигнал $u_у$, меняющий частоту управляемого генератора. Величина и знак управляющего сигнала зависят от временного сдвига τ входного синхросигнала.

Эта зависимость образует дискриминационную характеристику следящей системы (рис. 9.4, *а*). Управляющий сигнал обращается в нуль при достижении синхронизма ($\tau = 0$).

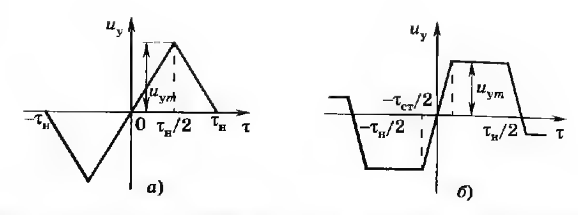


Рис. 9.4. Дискриминационная характеристика следящей системы: *а* — при опорном напряжении $u_0(t)$ (рис. 9.3, *в*); *б* — при опорном напряжении $u'_0(t)$ (рис. 9.3, *г*)

При этом гармоническое колебание управляемого генератора $u_г(t)$ синхронно и синфазно с колебанием поднесущей (частоты $4F_т$) приходящего информационного сигнала, а сигнал $u'_F(t)$ имеет форму правильного меандра. Из гармонического колебания управляемого генератора триггерные делители частоты формируют меандры $u_{2F}(t)$ и $u_F(t)$ с частотой $2F_т$ и $F_т$. Первый используется для синхронизации генератора псевдослучайного сигнала (аналогично передающему тракту). Второй $u_F(t)$, перемножаясь с псевдослучайным сигналом $u_{пс}(t)$, образует опорное напряжение $u_{оп}(t)$, поступающее на первый перемножитель. Так замыкается контур следящей системы синхронизации.

В положении синхронизма начала периодически повторяющихся псевдослучайных сигналов генератора ПСС совпадают с началами символов в информационном канале. Следовательно, с дешифратора могут быть сняты синхроимпульсы ($u_{дш}(t)$) для схемы распознавания символов.

Как для системы ФАП по несущей, так и для системы слежения за задержкой необходимо установить начальные условия, при которых возможен переход в режим синхронизации. Для этого используются специальные устройства, обеспечивающие вхождение в связь (УВС). Первое (УВС по частоте, рис. 9.2) меняет частоту опорного генератора ФАП, сближая ее с частотой несущей до достаточно малой расстройки, при которой происходит захват. После достижения синхронизма специальное устройство контроля синхронизации несущей останавливает перестройку генератора. Второе (УВС по задержке) устанавливает начальную временную задержку генератора ПСС так, чтобы обеспечить втягивание в синхронизм следящей системы. Поскольку выделить информацию можно толь-

ко после установления режима синхронизации, в приемном тракте предусмотрена блокировка декодирующего устройства сигналом, снимаемым со схемы контроля синхронизации символов. Блокировка снимается, когда сигнал $u'_F(t)$ принимает форму правильного меандра. При этом $u_у = 0$, что соответствует синхронности всех опорных напряжений. Такая блокировка предотвращает выдачу неверной информации из-за нарушений синхронизма.

Радиолиния борт—Земля отличается от рассмотренной тем, что в ее передающем тракте вместо задающего генератора используется управляемый генератор бортового приемника радиолинии Земля—борт. В наземном тракте радиолинии борт—Земля синхроимпульсы $u_{дш}(t)$, отмечающие начала символов, подаются также на устройство измерения дальности. Сюда же поступают аналогичные синхроимпульсы от наземного передающего тракта линии Земля—борт. Определяя временной сдвиг между ними, можно измерять дальность до космического аппарата.

На этапе системного проектирования инженер должен выбрать основные параметры радиолиний и задать технические условия для проектирования различных подсистем и устройств передающего и приемного трактов. Например, для рассматриваемой радиолинии необходимо выбрать частоты задающего и управляемого генераторов ($4F_т$), скорость передачи информационных символов, параметры фазового модулятора передатчика, длину псевдослучайного сигнала и число каскадов в его генераторах, параметры системы ФАП приемника, полосы пропускания УПЧ, полосового фильтра и ФНЧ приемника, параметры системы символьной синхронизации, принцип действия и параметры устройства вхождения в связь и др. Эти параметры следует выбирать так, чтобы обеспечить выполнение технического задания на радиосистему в целом, которое в свою очередь определяется требованиями комплекса управления космическим аппаратом. В техническом задании обычно указываются требования к показателям качества радиосистемы и задаются внешние воздействия, которые определяют условия ее работы.

Рассматривая в дальнейшем возможный порядок проектирования, будем опираться на некоторые гипотетические числовые данные, которые весьма полезны для примера. Допустим, что в техническом задании указаны следующие требования: за время сеанса связи с космический аппаратом не более 690 с необходимо передать по информационному каналу не менее

10^5 символов при вероятности ошибки различения символа не более 10^{-3}. В течение сеанса требуется выполнить измерения дальности. Радиодальномер должен выдавать на вторичную обработку независимые отсчеты дальности с интервалом в 1 с с погрешностью не более 25 м. При определении дальности может быть использован прогноз с ошибкой порядка 50 км. Для работы радиолинии выделяется диапазон частот шириной 0,4 МГц вблизи несущей частоты 10^3 МГц. Ошибка прогноза доплеровского сдвига частоты вместе с нестабильностью применяемых генераторов не более 10^{-5} от номинала.

Энергетический расчет радиолинии [3] показал, что для заданных дальностей, допустимых мощностей передатчиков и размеров антенн можно обеспечить энергетический потенциал (отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума) на входе приемных устройств:

в радиолинии борт—Земля 10^4 Гц,

в радиолинии Земля—борт 10^5 Гц.

Установлено также, что шумы приемника являются главной причиной ошибок информационного и дальномерного каналов.

9.3. Анализ радиосигнала

Анализ радиосигнала начинается с составления его математической модели. Для фазоманипулированного сигнала данной радиолинии можно записать

$$S(t) = U_{нес} \sin [\omega_{нес} t + k_{фм} u_{мод}(t)], \qquad (9.1$$

где $U_{нес}$, $\omega_{нес} = 2\pi f_{нес}$ — амплитуда и несущая частота сигнала; $k_{фм}$ — коэффициент передачи фазового модулятора. И схемы на рис. 9.1 находим $u_{мод} = u_{кд}(t) + u_{сс}(t)$, где $u_{кд}(t)$ = $= U_{кд} u_{ким}(t) \sin \omega_п t$ — информационный сигнал с амплитудо $U_{кд}$; $u_{ким}(t) = \pm 1$ — символы КИМ-сигнала с единичной ам литудой; $\omega_п = 2\pi 4F_т$ — поднесущая частота; $u_{сс}(t) = U_{сс}\Pi_{сс}(t)$ — синхросигнал; $U_{сс}$ — амплитуда синхросигнала (рис. 9.3, *б*);

$$\Pi_{сс}(t) = u_{2F}(t) u_{пс}(t), \qquad (9.2$$

где $u_{2F}(t) = \pm 1$ — меандр с частотой $2F_т = 1/\tau_и$; $u_{пс}(t) = \pm 1$ — периодический псевдослучайный сигнал с периодом $T_{пс} = n_{пс}\tau$ $n_{пс}$ — число символов в периоде псевдослучайного сигнал (длина ПСС).

Первая задача анализа состоит в определении спектрально го состава $S(t)$. Для этого следует развернуть выражение (9.1

подставив в него соответствующие значения $u_{мод}(t)$, $u_{кд}(t)$, $u_{сс}(t)$ и т. д., выполнить тригонометрические преобразования и разложение в ряд. При этом надо учесть очевидные соотношения вида $\sin[k_{фм}u_{сс}(t)] = \Pi_{сс}(t)\sin(k_{фм}U_{сс})$; $\cos[k_{фм}u_{сс}(t)] = \cos(k_{фм}U_{сс})$, поскольку $u_{сс}(t) = \pm U_{сс}$. В результате получим

$$\begin{aligned} S(t) = {} & U_{нес}\cos\varphi_с J_0(\varphi_и)\sin\omega_{нес}t + \\ & + U_{нес}\sin\varphi_с J_0(\varphi_и)\Pi_{сс}(t)\cos\omega_{нес}t + \\ & + 2U_{нес}\cos\varphi_с J_1(\varphi_и)u_{кнм}(t)\sin\omega_п t\cos\omega_{нес}t - \\ & - 2U_{нес}\sin\varphi_с J_1(\varphi_н)u_{ким}(t)\Pi_{сс}(t)\sin\omega_п t\sin\omega_{нес}t + \\ & + 2U_{нес}\cos\varphi_с J_2(\varphi_н)\cos 2\omega_п t\sin\omega_{нес}t + \\ & + 2U_{нес}\sin\varphi_с J_2(\varphi_и)\Pi_{сс}(t)\cos 2\omega_п t\cos\omega_{нес}t + \ldots, \end{aligned} \tag{9.3}$$

где $\varphi_и = k_{фм}U_{кд}$; $\varphi_с = k_{фм}U_{сс}$ — девиации фазы несущей от информационного сигнала и синхросигнала; $J(\varphi)$ — функция Бесселя первого рода (соответствующих порядков).

Из (9.3) видно, что в спектре сигнала $S(t)$ имеются следующие основные компоненты: несущая (первый член), боковые полосы от балансной амплитудной модуляции несущей синхросигналом (второй член), боковые полосы от балансной амплитудной модуляции несущей информационным сигналом КИМ—ФМ (третий член), боковые полосы от двойной (смешанной) амплитудной модуляции сигналом $u_{ким}(t)\Pi_{сс}(t)$ на частотах $\omega_{нес} \pm \omega_п$ (четвертый член), гармоники на частотах $\omega_{нес} \pm 2\omega_п$ и т. д. По мере удаления от несущей частоты амплитуды гармоник убывают как при частотной модуляции.

Главные составляющие спектра сигнала (первые три члена в (9.3)) показаны на рис. 9.5.

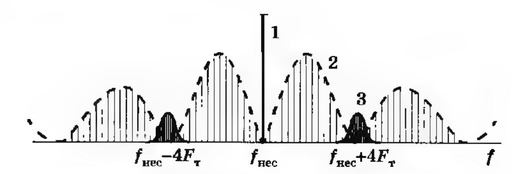


Рис. 9.5. Составляющие спектра излучаемого сигнала КИМ—ФМ—ФМ: *1* — несущая, *2* — синхросигнал, *3* — информационный сигнал

В фазовом детекторе несущей (см. рис. 9.2) сигнал $S(t)$ перемножается с опорным напряжением от ФАП $u_{оп}(t) = U_0\cos\omega_{нес}t$ и выделяется область низких частот. Следовательно, преобразуя (9.3), находим выражение для сигнала на выходе фазового детектора несущей:

$$\begin{aligned} u_д(t) = {} & 0{,}5U_{нес}\sin\varphi_с J_0(\varphi_и)\Pi_{сс}(t) + \\ & + U_{нес}\cos\varphi_с J_1(\varphi_и)u_{ким}(t)\sin\omega_п t + \\ & + U_{нес}\sin\varphi_с J_2(\varphi_н)\Pi_{сс}(t)\cos 2\omega_п t + \ldots . \end{aligned} \tag{9.4}$$

Как видно, после детектирования восстанавливается модулирующий сигнал (первые два члена в (9.4), рис. 9.6) и появляются дополнительные мешающие компоненты. Более подробно спектр синхросигнала (рис. 9.6, *а*) можно определить, анализируя выражение (9.2). Спектр первого сомножителя $u_{2F}(t)$ (меандр) легко вычисляется простым разложением в ряд Фурье. Спектр периодического псевдослучайного сигнала $u_{пс}(t)$ можно найти в [1] или вычислить, взяв преобразование Фурье от известной корреляционной функции (рис. 9.7, *а*). Затем следует перемножить два ряда, в результате чего найдем спектр $\Pi_{сс}(t)$ в виде двойного ряда Фурье. Из него можно вычислить амплитуду любой гармоники. Например, можно показать, что гармоника на частоте $2F_т$ (рис. 9.6, *а*) имеет амплитуду $A_0 = 4/(\pi n_{пс})$. Гармоника с максимальной амплитудой на частоте f_m оценивается выражением

$$A_m \leqslant 4/(\pi\sqrt{n_{пс}}). \tag{9.5}$$

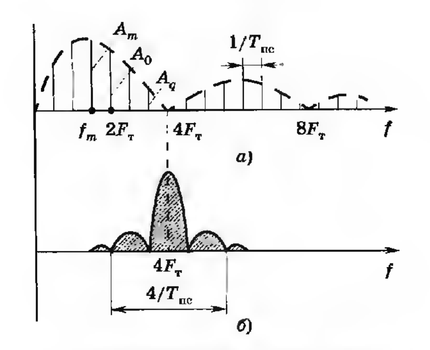


Рис. 9.6. Спектр синхросигнала (*а*) и информационного сигнала КИМ—ФМ (*б*)

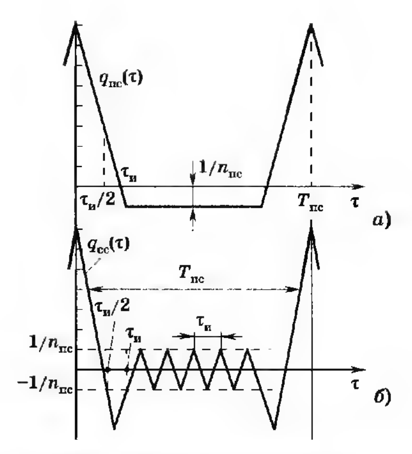


Рис. 9.7. Корреляционные функции псевдослучайного сигнала (*а*) и синхросигнала (*б*)

Вблизи нулевой частоты, а также вблизи частоты $4F_т$

$$A_q \approx qA_m/n_{пс}, \qquad (9.6)$$

где q — номер гармоники, отсчитываемый от ближайшего нуля.

Следующая задача анализа сигнала состоит в нахождении сигнальной (корреляционной) функции синхросигнала, которая определяет предельные возможности радиодальномера, использующего этот сигнал. Взяв за основу выражение (9.2), запишем для корреляционной функции

$$q_{сс}(\tau) = \frac{1}{Q_0}\int_0^{T_{пс}} u_{2F}(t)u_{2F}(t+\tau)\, u_{пс}(t)\, u_{пс}(t+\tau)dt,$$

где $Q_0 = n_{пс}\tau_и$ — энергия сигнала $\Pi_{сс}(t)$ за один период $T_{пс}$; $T_{пс} = n_{пс}\tau_и$.

Определим значения $q_{сс}(\tau)$ в характерных точках ($0 \leqslant \tau \leqslant T_{пс}$):

- очевидно, что при $\tau = 0$ имеем $q_{сс}(0) = 1$;
- при $\tau = k\tau_и$, где $k = 1, 2, \ldots$, справедливо следующее рассуждение. Известно, что для ПСС $q_{пс}(k\tau_и) = -1/n_{пс}$ (см. рис. 9.7, *а*). Имеем также $u_{2F}(t)u_{2F}(t + k\tau_и) = u^2_{2F}(t) = 1$, поскольку $\tau_и$ — период процесса $u_{2F}(t)$. Следовательно, $q_{сс}(k\tau_и) = -1/n_{пс}$;

- при $\tau = k\tau_и + \tau_и/2$, где $k = 1, 2, \ldots$, процесс $u_{2F}(t + k\tau_и + \tau_и/2)$ совпадает с $-u_{2F}(t)$. Поэтому $u_{2F}(t)u_{2F}(t + k\tau_и + \tau_и/2) = -1$, а значит, $q_{сс}(k\tau_и + \tau_и/2) = 1/n_{пс}$;
- при $\tau = \tau_и/2$ замечаем, что $u_{2F}(t)u_{2F}(t + \tau_и/2) = -1$, поэтому $q_{сс}(\tau_и/2) = -q_{пс}(\tau_и/2)$. Из рис. 9.7, *а* находим, что $q_{пс}(\tau_и/2) = 0{,}5(1 - 1/n_{пс})$. Следовательно, $q_{сс}(\tau_и/2) = -0{,}5(1 - 1/n_{пс})$.

Можно показать, что в промежуточных точках функция $q_{сс}(\tau)$ меняется линейно, поэтому корреляционная функция синхросигнала имеет вид, показанный на рис. 9.7, *б*. Крутизна спада главного пика корреляционной функции находится из рис. 9.7, *б* как

$$\beta = (1/\tau_и)(3 - 1/n_{пс}). \qquad (9.7)$$

Высота боковых пиков составляет $q(\tau_m) = 1/n_{пс}$.

9.4. Распределение энергии радиосигнала между каналами командно-измерительной радиолинии

Согласно техническому заданию на сеанс отводится 690 с. Часть этого времени надо использовать для режима вхождения в связь. Допустим, что диаграммы направленности передающей и приемной антенн достаточно широкие и нет необходимости осуществлять поиск по углу. Вхождение в связь по частоте и задержке происходит последовательно. Вначале осуществляется захват несущей частоты системой ФАП. Отведем на эту процедуру примерно 30 с. Затем происходит захват по задержке в системе символьной синхронизации. На этот режим отведем около 120 с. Остальное время (9 мин) займет основной режим — передача информации и измерение дальности. Для захвата несущей частоты сигнала изменяют частоту генератора ФАП в определенном диапазоне — диапазоне поиска. Согласно заданию при частоте несущей 10^3 МГц и возможном уходе частоты 10^{-5} от номинала диапазон поиска $\Delta f_а = \pm 10$ кГц. Для надежности этот диапазон надо пройти два-три раза. Следовательно, требуемая скорость перестройки частоты будет около $\dot{f} \approx 2$ кГц/с. Чтобы при такой скорости захватить сигнал, необходима ФАП с достаточно малой инерционностью (или широкой шумовой полосой). Примерно можно считать, что для надежного захвата надо, чтобы время пребывания частоты сигнала в пределах шумовой полосы $\Delta f_ш$ ФАП было в несколько раз больше ее постоянной времени $(1/\Delta f_ш)$. Таким образом, имеем $\Delta f_ш/\dot{f} > 3/\Delta f_ш$.

Более строгий анализ режима захвата ФАП, рассмотренный в [4], дает аналогичный результат. Подставляя сюда требуемое $\dot{f}$, найдем $\Delta f_ш \geqslant 77{,}5$ Гц. Очевидно, что значительно увеличивать $\Delta f_ш$ невыгодно, так как при этом возрастут шумовые ошибки ФАП. Поэтому выберем $\Delta f_ш = 80$ Гц. Поскольку полоса слежения должна составлять $\pm$ 10 кГц, целесообразно применить ФАП с астатизмом не менее второго порядка (имея в виду возможность ее цифровой реализации) [4].

Определим теперь, какая мощность гармоники на несущей нужна для того, чтобы обеспечить нормальную работу ФАП в режиме слежения. Дисперсия фазовой ошибки [1, 4]

$$\sigma_\varphi^2 = G_ш \Delta f_ш / (2P_{сн}), \qquad (9.8)$$

где $\Delta f_ш$ — шумовая полоса резонансного фильтра, эквивалентного системе ФАП; $G_ш$ — спектральная плотность шума на входе ФАП, Вт/Гц; $P_{сн}$ — мощность гармоники на несущей частоте, Вт.

Для нормальной работы необходимо $\sigma_\varphi \ll 1$. Положим $\sigma_\varphi^2 \leqslant 0{,}03$ (среднеквадратическая ошибка менее 10°). Тогда потребуется $P_{сн}/G_ш \geqslant \Delta f_ш/(2\sigma_\varphi^2) \approx 1333$ Гц. Поскольку полный энергетический потенциал в наиболее напряженной радиолинии борт— Земля задан как $P_с/G_ш = 10^4$ Гц, на гармонику с несущей частотой следует выделить $\eta_{нес} \approx 0{,}13$ от полной мощности сигнала $P_с$. Обращаясь к первому члену выражения (9.3) и замечая, что $P_с = U^2_{нес}/2$, имеем

$$\eta_{нес} = \cos^2 \varphi_с J_0^2(\varphi_и) = 0{,}13. \qquad (9.9)$$

Рассмотрим теперь условия приема в информационном канале. Согласно заданию за 9 мин в сеансе связи требуется передать 10^5 двоичных символов. Значит, длительность одного символа составит $T_{пс} \leqslant 5{,}4 \cdot 10^{-3}$ с или частота следования $1/T_{пс} \geqslant 185$ символов/с. Допустим, что символ в информационном канале различается оптимально. Вероятность ошибки при этом определяется как [1]

$$p_{ош} = 0{,}5[1 - \Phi(\sqrt{2P_{си}T_{пс}/G_{ши}})], \qquad (9.10)$$

где $\Phi(x)$ — интеграл вероятности; $P_{си}/G_{ши}$ — энергетический потенциал в информационном канале. Согласно заданию требуется $p_{ош} \leqslant 10^{-3}$. Отсюда находим $P_{си}/G_{ши} \geqslant 890$ Гц. Заметим, что при идеальном фазовом детектировании энергетический

потенциал не меняется. Следовательно, фактическое значение энергетического потенциала можно определять на входе приемника. При этом следует найти $P_{си}$ как мощность компонент входного сигнала $S(t)$, используемых для передачи информации. Обращаясь к третьему члену выражения (9.3), находим значение содержащейся в нем мощности (как средний квадрат) в виде $P_{си} = 2P_с\cos^2\varphi_с J_1^2(\varphi_и)$. Отсюда затрачиваемая на передачу информации часть мощности

$$\eta_и = 2\cos^2 \varphi_с J_1^2(\varphi_и). \qquad (9.11)$$

Поскольку $P_{си}/G_{ши} = P_с\eta_и/G_ш$, имеем $\eta_и = 0{,}089$.

Теперь можно выбрать параметры фазового модулятора в передатчике. Рассматривая (9.9) и (9.11) как два уравнения с неизвестными $\varphi_с$, $\varphi_и$, находим в результате численного решения: $\varphi_и$ =1,0 рад, $\varphi_с \approx 1{,}085$ рад. Эти значения девиации фазы необходимо выдержать, подобрав коэффициент передачи модулятора $k_{фм}$ и амплитуды $U_{кд}$, $U_{сс}$ поступающих на него сигналов.

Итак, получаем следующее распределение мощности сигнала: на компоненту с несущей частотой — 0,13; на информационный сигнал — 0,089. На синхросигнал (как следует из анализа второго члена в (9.3)) приходится часть мощности, определяемая соотношением

$$\eta_с = \sin^2 \varphi_с J_0^2(\varphi_и).$$

При выбранных значениях $\varphi_с$, $\varphi_и$ имеем $\eta_с = 0{,}456$.

Всего полезной мощности (в первых трех членах выражения (9.3)) будет $\eta_{нес} + \eta_и + \eta_с = 0{,}675$. Таким образом, в рассматриваемой радиолинии используется не вся мощность сигнала, около 32,5% ее содержится в бесполезных компонентах и теряется. Это обстоятельство является существенным недостатком рассматриваемой радиолинии. Именно по этой причине в более совершенных командно-измерительных радиолиниях применяются другие радиосигналы, не имеющие подобных потерь (см. гл. 3).

9.5. Система синхронизации символов и измерение дальности

В рассматриваемой радиолинии дальность измеряется по синхросигналу $П_{сс}(t)$, имеющему остроугольную корреляционную функцию (рис. 9.7, *б*). Согласно [1] среднеквадратическая ошибка при оценке временной задержки по такому сигналу

оптимальным измерительным устройством определяется формулой

$$\sigma_\tau = kG_ш/(2\beta Q_{cc}), \qquad (9.12)$$

где $Q_{cc} = P_c\eta_c T_{изм}$ — энергия синхросигнала за время измерения $T_{изм}$; $k \approx 3$ — коэффициент запаса [1]; β — крутизна наклона главного пика корреляционной функции.

Из (9.7), полагая $n_{пс} \gg 1$, имеем для данного сигнала $\beta \approx \approx 3/\tau_и = 6F_т$. Подставляя соответствующие величины, получаем

$$\sigma_\tau \approx G_ш/(P_c \cdot 4F_т\eta_c T_{изм}). \qquad (9.13)$$

Максимальная погрешность измерения дальности $\Delta R_m \approx \approx 3c\sigma_\tau/2$, где c — скорость распространения радиоволн.

Как указано в техническом задании, радиолиния борт—Земля более напряженная и, следовательно, дает основной вклад в ошибку дальномера. Учитывая только ее влияние, с некоторым запасом положим, что допустимо принять для расчета $\Delta R_m \approx 20$ м. Время измерения $T_{изм}$ также определяется требованием задания — выдавать независимые отсчеты дальности с интервалом 1 с, т. е. $T_{изм} = 1$ с. Тогда из (9.13) с учетом уже известных величин можно определить минимально необходимое значение тактовой частоты (частоты задающего генератора на рис. 9.1) $4F_т \approx 5$ кГц. Из рис. 9.5 и 9.6, *а* видно, что при такой тактовой частоте спектр сигнала займет полосу примерно 40 кГц. Еще 20 кГц надо добавить на нестабильность частоты. Но для радиолинии отведен диапазон 400 кГц. Значит, с этой стороны ограничений не будет. Отметим также, что прогноз дальности с ошибкой 50 км (что соответствует ошибке в прогнозе задержки $0{,}3 \cdot 10^{-3}$ с) достаточен для разрешения неоднозначности, поскольку период сигнала $T_{пс}$ взят равным $5{,}4 \cdot 10^{-3}$ с, и корреляционная функция на рис. 9.7, *б* не имеет больших выбросов внутри периода. Таким образом, при оптимальном построении измерительного устройства дальномера техническое задание легко выполняется.

Однако в рассмотренной ранее схеме приемного тракта для обработки синхросигнала (который одновременно используется для измерения дальности) применена система слежения за задержкой (рис. 9.3, *а*), которая не является оптимальным устройством, а следовательно, даст меньшую точность измерения. Поэтому следует оценить ошибку этой системы. Основываясь на схеме рис. 9.3, *а*, составим эквивалентную функциональную схему следящей системы (1-го порядка астатизма), показанную на рис. 9.8. Слежение осуществляется за измене-

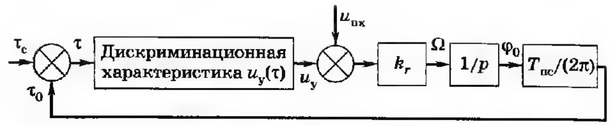


Рис. 9.8. Функциональная схема системы слежения за задержкой

ниями задержки τ_c периодического (период $T_{пс}$) синхросигнала. Разность задержек τ входного и опорного сигналов определяет управляющее напряжение $u_у$. Зависимость между этими величинами задается дискриминационной характеристикой (рис. 9.4, *а*).

Управляющее напряжение $u_у(\tau)$ в сумме с эквивалентной помехой $u_{пх}$, возникающей из-за наличия входного шума, пройдя через сравнительно широкополосный фильтр (которым в первом приближении можно пренебречь), действует на управляемый генератор. При этом изменяются его частота Ω (коэффициент пропорциональности k_r), фаза $\varphi_0 = \Omega/p$ (как интеграл от частоты) и соответственно задержка опорного сигнала $\tau_0 = \varphi_0 T_{пс}/(2\pi)$. Так замыкается контур следящей системы. В режиме слежения рассогласование τ можно считать малым. При этом дискриминационная характеристика линейна $u_у(\tau) = = S_\tau\tau$ при $|\tau| \leqslant \tau_и/2$, где S_τ —крутизна дискриминатора. В результате вся следящая система также линейна и имеет одно интегрирующее звено.

В системе действуют два возмущения: переменная задержка сигнала τ_c и эквивалентная помеха $u_{пх}$. В линейной системе их можно рассматривать отдельно. Взяв в качестве выходной величины задержку опорного сигнала τ_0, получим уравнение в изображениях, характерное для инерционной цепи: $\tau_0(p) = = \tau_c(p)/(1 + p\tau_э)$, где $\tau_э = 2\pi/(k_r S_\tau T_{пс})$ — эквивалентная постоянная времени следящей системы. При расчете изменением τ_c можно пренебречь, поскольку в задающем генераторе передатчика предусмотрена программная коррекция доплеровского смещения. Действие помехи приводит к флуктуациям задержки опорного сигнала и соответственно к случайным погрешностям измерения, дисперсия которых

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{2\pi S_\tau^2}\int_0^\infty \frac{G_{пх}d\omega}{|1 + j\omega\tau_э|^2}, \qquad (9.14)$$

где $G_{пх}$ — спектральная плотность эквивалентной помехи в области низких частот (от 0 до $1/\tau_э$).

Величину $G_{пх}$ можно оценить следующим образом. Замечаем, что по схеме на рис. 9.2 входной шум со спектральной плотностью $G_ш$ проходит через фазовый детектор несущей, который сдвигает его спектр в область низких частот. Спектральная плотность выходного шума $u_ш(t)$ будет $2G_ш$. Этот шум согласно рис. 9.3, *а* умножается на опорное колебание $u_0(t)$, а затем на $u_F(t)$. В результате эквивалентная помеха, действующая на управляемый генератор, может быть записана как $u_{пх}(t) = u_ш(t)u_0(t)u_F(t)$. Поскольку $u_0(t) = u_F(t)u_{пс}(t)$, имеем $u_{пх}(t) = u_ш(t)u_{пс}(t)$, так как $u_F^2(t) = 1$. Таким образом, эквивалентная помеха образуется как произведение низкочастотного шума и псевдослучайного периодического сигнала. Последний можно считать независимым от шума из-за значительной инерционности следящей системы. Импульсы псевдослучайного сигнала имеют длительность, существенно большую интервала корреляции шума (полоса шума определяется широкополосным фильтром нижних частот после фазового детектора несущей). Поэтому можно считать, что спектр произведения шума на ПСС в области низких частот почти такой же, как у шума. Отсюда следует $G_{пх} \approx 2G_ш$.

Оценим теперь остальные величины, определяющие σ_τ^2. Как было показано, следящая система при малых рассогласованиях эквивалентна инерционной цепи с постоянной времени $\tau_э$. Эта величина будет определять корреляцию между отсчетами дальности, которые измеряются по задержке синхросигнала. Но в техническом задании указано, что отсчеты дальности должны быть независимы при интервале между ними в 1 с. Значит, постоянную времени $\tau_э$ нельзя брать больше 0,3 с. Выполнив интегрирование в (9.14), получим

$$\sigma_\tau^2 = G_{пх}/(4S_\tau^2\tau_э). \qquad (9.15)$$

Рассматривая образование управляющего сигнала в схеме на рис 9.3, *а*, можно установить, что при $n_{пс} \gg 1$ его максимальное значение $u_{уm} = U_{сс}/2$. Тогда, как следует из рис. 9.4, *а*, крутизна определяется как $S_\tau \approx U_{сс}/\tau_и$. Значение амплитуды $U_{сс}$ найдем из первого члена выражения (9.4): $U_{сс} = 0{,}5U_{нес} \sin\varphi_c J_0(\varphi_и)$. Подставляя найденные величины в (9.15) и учитывая, что $\sin^2\varphi_c J_0^2(\varphi_и) = \eta_c$ и $\tau_и = 1/(2F_т)$, получаем

$$\sigma_\tau = [1/(2F_т)]\sqrt{G_ш/(P_c\eta_c\tau_э)}. \qquad (9.16)$$

Пересчитывая в максимальную погрешность измерения дальности, находим

$$\Delta R_m \approx [3c/(4F_т)]\sqrt{G_ш/(P_c\eta_c\tau_э)}.$$

Подставив сюда принятые числовые значения $4F_т = 5$ кГц, $P_c/G_ш = 10^4$, $\eta_c = 0{,}456$, $\tau_э = 0{,}3$ с, имеем $\Delta R_m \approx 4866$ м. Это значение более чем на два порядка больше ошибки, которая требуется по техническому заданию и которая, как было показано ранее, может быть достигнута, если синхросигнал обрабатывать оптимально. Таким образом, оказывается, что система слежения за задержкой, приведенная на рис. 9.3, *а*, имеет очень большие потери по сравнению с оптимальным измерителем. Обращает на себя внимание и более слабая зависимость ошибки в этой системе от энергетического потенциала (ср. (9.13) и (9.16)).

Найдем решения, которые позволят все же выполнить требования технического задания. Первое, что можно предложить, это увеличить тактовую частоту $4F_т$. Действительно, при принятом значении $4F_т = 5$ кГц не используется весь отведенный для радиолинии частотный диапазон. Тактовую частоту можно увеличить почти в восемь раз, и при этом спектр сигнала еще будет укладываться в допустимую полосу 0,4 МГц. Однако, как видно из (9.16), ошибка при этом также уменьшится только в восемь раз, что, очевидно, недостаточно. Поэтому придется признать неудачной саму схему слежения за задержкой и поставить задачу ее переделки с тем, чтобы приблизить характеристики к оптимальным.

Исследованию систем слежения за задержкой посвящен ряд специальных работ. В частности, в [4] показано, что точность следящей системы можно значительно увеличить, если применить иную форму опорного напряжения. Например, на первый перемножитель можно подать трехуровневое опорное напряжение $u_0'(t)$, вид которого показан на рис. 9.3, *г* (см. также рис. 3.17). В этом напряжении короткие строб-импульсы длительностью $\tau_{ст} \ll \tau_и$ соответствуют моментам перехода через нуль в синхросигнале. Такое опорное напряжение представляет собой как бы техническую реализацию производной по времени от синхросигнала и приближается к оптимальной форме по критерию максимальной точности.

После перемножителя выделяется постоянная составляющая, используемая как управляющее напряжение $u_у$. Дискриминационная характеристика в этом случае выглядит так, как показано на рис. 9.4, *б*. По сравнению с рис. 9.4, *а* линей-

ный участок уменьшился и занимает интервал $\pm\tau_{ст}/2$. Максимальное значение управляющего напряжения u_{ym} определяется скважностью опорного $u_{оп}'(t)$. Примерно можно считать $u_{ym} \approx \approx 1{,}5U_{сс}\tau_{ст}/\tau_и$. Соответственно крутизна линейного участка будет $S_\tau \approx 3U_{сс}/\tau_и$. Импульсная форма опорного напряжения приведет к уменьшению эквивалентной помехи. Это также определяется скважностью $u_0'(t)$ и $G_{пх} \approx 2G_ш(1{,}5\tau_{ст}/\tau_и)$.

Схема на рис. 9.8 остается справедливой и для данного случая. В результате для малых флуктуаций, когда система работает в линейном режиме и верна формула (9.15), получаем $\sigma_\tau^2 \approx \approx (2G_ш \cdot 1{,}5\tau_{ст}/\tau_и)/[4\tau_э(3U_{сс}/\tau_и)^2]$. После преобразований, аналогичных проделанным ранее, это выражение приводится к виду $\sigma_\tau \approx [(0{,}4/(2F_т)]\sqrt{[G_ш/(P_c\eta_c\tau_э)](\tau_{ст}/\tau_и)}$. Следовательно, чем меньше длительность строба $\tau_{ст}$, тем точнее измеряется задержка. Это справедливо, но только до тех пор, пока выполняется условие $\sigma_\tau \leqslant \tau_{ст}$, т. е. пока отклонение от линейного режима невелико и можно пользоваться полученным выражением [4].

Более подробное исследование (с учетом нелинейного режима) показывает, что при $\tau_{ст} \approx \sigma_\tau$ достигается наибольшая точность (минимальное значение $\sigma_{\tau\,мин}$). Эту величину можно оценить, заменив $\tau_{ст}$ на σ_τ и решив полученное уравнение относительно σ_τ:

$$\sigma_{\tau\,мин} \approx [0{,}32/(4F_т)][G_ш/(P_c\eta_c\tau_э)].$$

Из этого выражения видно, что, применив трехуровневое опорное напряжение, можно с помощью рассматриваемой системы слежения за задержкой достичь точности, близкой к точности оптимальной системы (9.13).

В рассматриваемом случае возможности уменьшения величины $\tau_{ст}/\tau_и$ ограничиваются другим фактором: заданным временем вхождения в связь по задержке. На этот режим отведено 2 минуты. Фактическое время вхождения в связь будет зависеть от начального рассогласования по задержке синхросигнала и опорного напряжения ($\tau_{нач}$). Эта величина является ошибкой, которую даст УВС по задержке (см. рис. 9.2), устанавливающее начальное положение опорного генератора. Необходимо, чтобы выполнялось условие $|\tau_{нач}| \leqslant \tau_и/2$. Тогда следящая система захватит синхросигнал. Как видно из дискриминационной характеристики на рис. 9.4, *б*, при таких условиях большую часть времени процесс установления задержки τ_0 будет проходить при постоянном управляющем напряжении u_{ym}, а следовательно, с постоянной скоростью. Отсюда можно оценить время установления режима синхронизма $T_{уст}$. Из рис. 9.8 найдем $\frac{d\tau_0}{dt} = \left(\frac{T_{пс}}{2\pi}\right)k_r u_{ym}$. Поскольку $\tau_э = 2\pi/(k_r S_\tau T_{пс})$ и $S_\tau = 2u_{ym}/\tau_{ст}$, имеем $\frac{d\tau_0}{dt} = \frac{\tau_{ст}}{2\tau_э}$, откуда следует $T_{уст} = 2\tau_э\tau_{нач}/\tau_{ст}$. Очевидно, что в худшем случае $\tau_{нач} \approx \tau_и/2$. Задавая $T_{уст}$, тем самым накладываем ограничения на максимальное значение $\tau_и/\tau_{ст} \leqslant T_{уст}/\tau_э$. Взяв $T_{уст} = 60$ с, при $\tau_э = 0{,}3$ с получим $\tau_и/\tau_{ст} \leqslant 200$. С учетом указанного ограничения ошибка задержки

$$\sigma_\tau \approx [0{,}8/(4F_т)]\sqrt{G_ш/(P_c\eta_c T_{уст})}. \qquad (9.17)$$

Тогда для принятых числовых значений можно получить требуемую ошибку дальности $\Delta R_m \approx 20$ м, если выбрать тактовую частоту $4F_т \approx 35{,}4$ кГц. При этом спектр радиосигнала (с добавкой на нестабильность) укладывается в полосу 303 кГц, что не нарушает требований технического задания.

В заключение определим основные характеристики устройства вхождения в связь по задержке, которое устанавливает начальное значение $\tau_{нач}$. Это устройство можно построить на основе фильтра, согласованного с одним периодом синхросигнала. На его выходе будут короткие (сжатые) импульсы, повторяющие форму корреляционной функции (рис. 9.7, *б*). С помощью этих импульсов формируются метки для начальной установки фазы опорного генератора. Поскольку согласованный фильтр выполняет оптимальную операцию при оценке задержки, достигаемую точность можно определять по формуле (9.13), если вместо $T_{изм}$ взять время периода синхросигнала $T_{пс} = 5{,}4 \cdot 10^{-3}$ с. Подставляя сюда найденные ранее значения остальных величин, получаем $\sigma_{\tau\,нач} \approx 1{,}15 \cdot 10^{-6}$ с. Такой точности достаточно, чтобы начальная ошибка $\tau_{нач}$ не вышла за допустимые пределы ($\tau_и/2 = 2{,}8 \cdot 10^{-5}$ с).

9.6. Составление технического задания на проектирование подсистем командно-измерительной радиолинии

Начнем с рассмотрения условий, которые позволят реализовать синхросигнал с требуемыми параметрами. Необходимая длина ПСС (число символов в периоде) определяется как

$n_{пс} \geqslant T_{пс}/\tau_и$. Для принятых значений $T_{пс} = 5{,}4 \cdot 10^{-3}$ с и $\tau_и = 2/4F_т = 5{,}6 \cdot 10^{-5}$ с получаем $n_{пс} \geqslant 96{,}4$. Очевидно, что $n_{пс}$ должно быть целым числом, причем согласно принципу работы генератора ПСС [5] требуется еще выполнение условия $n_{пс} = 2^{k_т} - 1$, где $k_т$ — число каскадов в генераторе ПСС. Ближайшее целое число для $n_{пс} \geqslant 96{,}4$, удовлетворяющее этим условиям, будет $n_{пс} = 127$ при $k_т = 7$. Выбрав такие параметры для генератора ПСС и сохранив значение $T_{пс}$, найдем новое значение $\tau_и = 5{,}4 \cdot 10^{-3}/127 = 4{,}25 \cdot 10^{-5}$ с. Следовательно, тактовая частота будет $4F_т = 2/\tau_и = 47$ кГц. Это несколько больше того, что было найдено в разд. 9.5. Однако следует проверить, остается ли это значение в пределах заданного частотного диапазона. Обращаясь опять к рис. 9.5, аналогично предыдущему находим, что полоса, занятая сигналом, в данном случае будет около 376 кГц, что еще удовлетворяет заданию.

Итак, теперь можно сформулировать основные требования к передающему тракту по схеме на рис. 9.1, формирующему нужный радиосигнал. Задающий генератор гармонических колебаний должен иметь номинальную частоту $4F_т = 47$ кГц с коррекцией доплеровского смещения. Символы в информационном канале имеют длительность $T_{пс} = 5{,}4 \cdot 10^{-3}$ с, что соответствует скорости передачи информации 185 символов/с. Амплитуда информационного сигнала на входе фазового модулятора должна быть согласована с его коэффициентом передачи так, чтобы обеспечить девиацию фазы $\varphi_и = 1$ рад. В генераторе ПСС потребуется семь каскадов, что соответствует длине псевдослучайного сигнала $n_{пс} = 127$. Амплитуда синхросигнала должна дать девиацию фазы $\varphi_с = 1{,}085$ рад.

Перейдем теперь к приемному тракту на рис. 9.2. Полосу УПЧ определяет отведенный для радиолинии частотный диапазон 0,4 МГц, полоса ФНЧ должна быть соответственно примерно вдвое меньше. Система ФАП должна иметь шумовую полосу $\Delta f_ш = 80$ Гц и полосу слежения ± 10 кГц. Заметим, что гармоники в спектре сигнала, ближайшие к несущей частоте, отстоят от нее на 185 Гц и, следовательно, не попадают в полосу ФАП в режиме слежения. Устройство вхождения в связь по частоте обеспечивает поиск несущей частоты в диапазоне $\pm$ 10 кГц со скоростью перестройки 2 кГц/с. При таком диапазоне поиска, вообще говоря, возможен ложный захват ФАП гармоникой,

связанной с модуляцией синхросигналом. Эти гармоники (см. рис. 9.5) могут селектироваться только по амплитуде.

Наибольшая из них, как следует из (9.5) и (9.3) (второй член), имеет амплитуду $a_m < 0{,}5U_{нес} \sin \varphi_с J_0(\varphi_и)[4/(\pi\sqrt{n_{пс}})]$. Поскольку гармоника на несущей, которая должна быть захвачена ФАП, согласно (9.3) имеет амплитуду $a_0 = U_{нес} \cos \varphi_с J_0(\varphi_и)$, получаем $a_m/a_0 < [2/(\pi\sqrt{n_{пс}})] \operatorname{tg} \varphi_с$. При выбранных значениях $n_{пс} = 127$, $\varphi_с = 1{,}085$ это дает $a_m/a_0 \leqslant 0{,}1$. Таким образом, для предотвращения ложного захвата в устройстве контроля синхронизации несущей (см. рис. 9.2) должен быть предусмотрен селектор, предотвращающий захват гармоник с амплитудой, меньшей 0,1 от размера полезной гармоники $a_0 = 0{,}362 \times U_{нес}$ (где $U_{нес}$ — амплитуда сигнала на выходе УПЧ, стабилизированная ограничителем или АРУ).

Полосовой фильтр канала передачи информации должев быть настроен на поднесущую частоту $4F_т = 47$ кГц и иметь полосу, достаточную для выделения информационного сигнала КИМ—ФМ. Согласно рис. 9.6, *б* эта полоса при $T_{пс} = 5{,}4 \cdot 10^{-3}$ с имеет значение примерно 1 кГц. Схема канала информации на рис. 9.2 совпадает с оптимальной схемой различения двух противоположных сигналов, передающих символы 1 и 0. Поэтому потери (свыше определяемых формулой (9.10)) могут возникнуть только из-за отличия фактических параметров схемы от идеальных. В рассматриваемом случае дополнительные потери связаны с флуктуациями опорных напряжений н помехами от сигнала синхронизации.

Флуктуации фазы в опорном напряжении фазового детектора несущей заданы раньше (см. (9.8)) $\sigma_\varphi^2 \leqslant 0{,}03$. Эти флуктуации приводят к уменьшению коэффициента передачи детектора по сигналу, а следовательно, к эквивалентной потере мощности, которая (при $\sigma_\varphi \ll 1$) оценивается значением $\sigma_\varphi^2/2$. В данном случае это дает около 1,5 %. Опорное напряжение в фазовом детекторе поднесущей флуктуирует из-за действия шумов в системе символьной синхронизации. Временная ошибка согласно (9.17) составит $\sigma_\tau \approx 3{,}25 \cdot 10^{-8}$ с. На частоте 47 кГц это соответствует ошибке по фазе $\sigma_\varphi = 2\pi(4F_т)\,\sigma_\tau \approx 0{,}01$ рад, которой, что очевидно, можно пренебречь. Аналогично можно пренебречь смещениями синхроимпульса ($u_{дп}(t)$ на рис. 9.2), размеры которых составляют около 10^{-5} от длины символа.

Из рис. 9.6 видно, что в полосу пропускания полосового фильтра, выделяющего сигнал КИМ—ФМ, могут попасть несколько гармоник сигнала синхронизации, расположенных вблизи частоты $4F_т$. При полосе 1 кГц достаточно учесть пять гармоник (с интервалом 185 Гц). Их амплитуды оцениваются по формулам (9.6), (9.5) и (9.4) (первый член). Для мощности такой межканальной помехи имеем $P_{пх} \approx 40 P_с \eta_с / (\pi^2 n_{пс}^3)$. Поскольку полезная мощность в канале будет $P_{си} = P_с \eta_и$, получаем $P_{пх}/P_{си} = 40\eta_с/(\pi^2 n_{пс}^3 \eta_и)$. Для выбранных параметров это дает $P_{пх}/P_{си} \approx 10^{-5}$, этой величиной также можно пренебречь. Таким образом, реальный канал передачи информации в рассматриваемой радиолинии мало отличается от оптимального и найденные ранее значения параметров могут служить основой для задания на проектирование входящих в него устройств.

Символьная синхронизация обеспечивается системой, следящей за задержкой синхросигнала. Система имеет первый порядок астатизма с постоянной времени 0,3 с. Опорное напряжение трехуровневое (рис. 9.3, *г*) со строб-импульсами длительностью $\tau_{ст} = \tau_и/200 \approx 2 \cdot 10^{-7}$ с. Этой длительностью определяется необходимое быстродействие используемых схем. Устройство вхождения в связь по задержке устанавливает задержку опорного напряжения с ошибкой не более $3\sigma_{\tau\,нач} \approx$ ≈ 4 мкс, затрачивая на это около 5 мс. Схема контроля синхронизации символов примерно через 60 с должна отметить наличие захвата. В противном случае начальная установка повторяется. Расчетная ошибка дальности для одного отсчета за 1 с при выбранных параметрах составляет примерно 15 м и удовлетворяет заданию, хотя и остается в несколько раз худшей, чем при оптимальном измерении. Выполнение указанных требований должно обеспечить согласованную работу всех подсистем радиолинии и выполнение технического задания на радиосистему в целом.

9.7. Имитационное моделирование информационного радиоканала

Приведенный ранее теоретический анализ удалось сравнительно просто довести до конца, поскольку был рассмотрен случай, когда воздействует единственная шумовая помеха.

Положение усложнится, если помех будет больше. Пусть, например, в техническое задание введен еще один дополнительный пункт, в котором содержится требование обеспечить передачу командной информации и в таких сеансах, где не предусматривается постоянная ориентация ИСЗ. Это означает, что в процессе сеанса спутник будет вращаться, а поскольку диаграмма направленности бортовой антенны всегда имеет какую-то неравномерность, сигнал на входе приемных устройств меняется по амплитуде. Закон этих изменений определяется диаграммой антенны, а также скоростью вращения спутника и при проектировании радиолинии может считаться заданным.

В такой ситуации энергетический потенциал $P_с/G_ш$ будет меняться в течение сеанса. Это ухудшает условия работы всех подсистем приемного тракта. Вероятность ошибки при приеме символа в информационном канале уже нельзя оценить формулой (9.10). Конечно, можно попытаться учесть изменение мощности сигнала. Однако при этом возникают значительные вычислительные трудности. Вероятность ошибки символа уже не будет однозначно характеризовать качество передачи команд, поскольку ошибки в соседних символах становятся зависимыми. Более существенным может стать и влияние ошибок синхронизации, которым раньше смогли пренебречь. Таким образом, в новой ситуации имеются все основания, чтобы теоретический анализ дополнить имитационным моделированием.

Рассмотрим в качестве примера построение имитационной модели для участка информационного канала, который начинается после полосового фильтра (см. рис. 9.2). Модель должна имитировать прием информационных символов с учетом действия аддитивных (в частности, шумовых) и модулирующих помех: замираний амплитуды, флуктуаций фазы в опорном напряжении фазового детектора и смещения временного положения меток символьной синхронизации.

Начнем с рассмотрения прохождения группы из трех следующих друг за другом символов (MY, MX, MZ) через выделенный участок тракта (рис. 9.9). Символы сигнала КИМ—ФМ (рис. 9.9, *а*) после фазового детектора превращаются в видеоимпульсы (рис. 9.9, *б*). Амплитуды этих импульсов можно считать примерно одинаковыми (модулирующие помехи изменяются медленно) и равными

$$U_0 = A U_н \cos\varphi, \qquad (9.18)$$

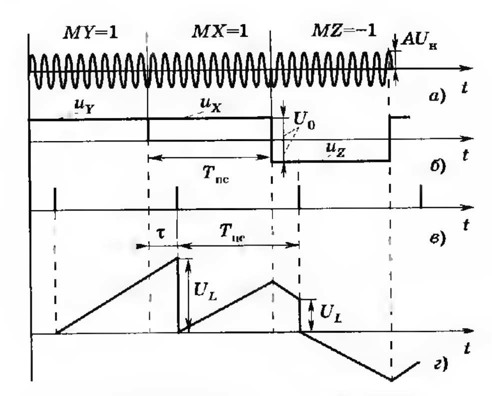


Рис. 9.9. Временные диаграммы:
а, б — символы в информационном канале на входе и на выходе фазового детектора;
в — метки символьной синхронизации;
г — импульсы на выходе интегратора

где A — множитель, учитывающий изменение амплитуды сигнала относительно номинального значения $U_н$; φ — фазовый сдвиг опорного напряжения фазового детектора.

На рис. 9.9, *в* показано возможное положение меток символьной синхронизации при наличии ошибки на время τ. Импульсы после интегратора выглядят так, как показано на рис. 9.9, *г*. Как видно из него, напряжение сигнала, поступающего на решающее устройство U_L, в момент появления метки зависит как от τ, так и от того, какое значение имел соседний символ. Для рассматриваемого случая можно записать

$$U_L = \begin{cases} u_X(T_{пс} + \tau)/T_{пс} - u_Y\tau/T_{пс} & \text{при } \tau < 0; \\ u_X(T_{пс} - \tau)/T_{пс} + u_Z\tau/T_{пс} & \text{при } \tau \geqslant 0, \end{cases} \qquad (9.19)$$

где $u_X = U_0(MX)$; $u_Y = U_0\,(MY)$; $u_Z = U_0(MZ)$. Величины MX, MY и MZ принимают значения +1 или −1 в зависимости от передаваемого символа (рис. 9.9, *а*). Модулирующие помехи здесь задаются величинами A, $\cos\varphi$, τ. Действие аддитивной помехи можно учесть, добавив некоторое значение $n_{пх}$ к отсчету сигнала U_L после интегратора.

При построении модели все переменные величины необходимо нормировать, чтобы иметь дело только с безразмерными параметрами. В данном случае все напряжения удобно норми-

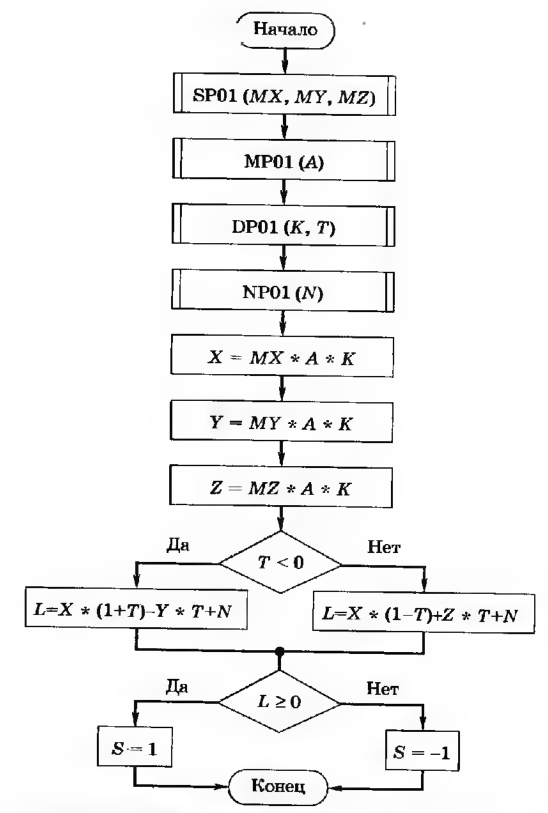


Рис. 9.10. Алгоритм модели информационного канала

ровать относительно номинальной амплитуды $U_н$, а временные интервалы — относительно длины символа $T_{пс}$. Алгоритм модели рассматриваемого участка радиоканала показан на рис. 9.10*. При каждом обращении модель выдает результат обработки очередного символа в виде решения $S = 1$ или $S = -1$. Это решение может быть правильным, если $S = MX$, либо ошибочным, если $S = -MX$.

* Знак * на этом рисунке означает умножение.

Работа модели иачинается с обращения к подпрограмме (процедуре) SP01 (MX, MY, MZ), которая как бы является источником сообщений. Подпрограмма выдает три числа (±1), определяющих очередную группу передаваемых двоичных символов. При следующем обращении символы соответственно сдвигаются. Затем работает подпрограмма MP01(A), дающая значение амплитудного множителя A для очередного символа (с дискретом $T_{пс}$). Эта подпрограмма меняет амплитуду сигнала в соответствии с законом замираний при вращении ИСЗ (при отсутствин замиранний $A = 1$).

Следующая подпрограмма DP01(K, T) имитирует выходные величины системы символьной синхронизации — фазовый сдвиг $K = \cos\varphi$ и временное смещение $T = \tau/T_{пс}$. Для рассмотренной системы эти величины связаны соотношением $\varphi = 2\pi(4F_т)\tau$. Изменение смещения τ можно воспроизвести датчиком отсчетов коррелированного случайного процесса [6]. Характеристики этого процесса получаются при отдельном моделировании следящей системы символьной синхронизации [4] или рассчитываются теоретически. Для идеальной синхронизации $K = 1$, $T = 0$.

Последняя подпрограмма NP01(N) моделирует действие аддитивной помехи на выходе интегратора. Если учитывается только собственный шум приемника, то N можно взять с датчика случайных нормальных независимых чисел с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, задаваемой соотношением $\sigma_N^2 = G_ш/(2P_cT_{пс})$, где $P_c/G_ш$ — номинальный энергетический потенциал радиолинии (согласно заданию $P_c/G_ш = 10^4$ Гц).

Рассмотренные подпрограммы определяют внешние воздействия на информационный канал. Следующая часть модели вычисляет согласно (9.18) и (9.19) напряжения видеоимпульсов ($X = u_X/U_н$, $Y = u_Y/U_н$, $Z = u_Z/U_н$) и нормированное напряжение L на выходе решающего устройства ($U_L/U_н$ в сумме с помехой $N = n_{пх}/U_н$). Далее определяется знак величины L и принимается решение S. На этом заканчивается обработка одного символа. Дальнейшая обработка может производиться в подпрограмме, подсчитывающей число ошибок. Можно также передавать полученные решения S на подпрограмму, моделирующую работу дешифратора, где принятая команда будет восстанавливаться и сравниваться с переданной. При многократном повторении машинного эксперимента набирается статистика, характеризующая качество работы радиолинии.

Рассмотренную имитационную модель можно использовать на этапе системного проектирования, например, чтобы задать требования на подсистемы синхронизации. Для этого в подпрограмме DP01(K, T) можно задавать два параметра случайного процесса T: дисперсию σ^2 и время корреляции τ_k. Программа должна выдавать два случайных процесса: T — для символьной синхронизации и $K = \cos(2\pi 4F_т T_{пс} T)$ — для синхронизации фазы поднесущей. Варьируя величины σ^2 и τ_k, можно оценить влияние ошибок синхронизации на вероятность ошибки приема символа и соответственно задать требования на проектирование подсистем.

При проведении статистического машинного эксперимента важным является вопрос о необходимом объеме выборки, который нужен, чтобы полученная оценка вероятности была достаточно надежной. Такой вопрос особенно актуален, когда речь идет о подборе параметров и оценку вероятности приходится получать многократно. Очевидно, что чем больше выборка, тем точнее будет полученная оценка вероятности, но и тем больше времени придется затратить на машинный эксперимент. Известно общее правило для получения оценки вероятности (p^*) события A по выборке из n независимых нспытаний [7].

При выполнении условия $p(1-p)n \geqslant 9$

$$p^* = k/n \text{ и СКО } (p^*)/p = \sqrt{(1-p)/(np)}, \qquad (9.20)$$

где k — число испытаний, при которых произошло событие A; p — истинная вероятность события A; СКО (p^*) — среднеквадратическая ошибка оценки вероятности p.

Оценка вероятности p^* является несмещенной, т. е. при $n \to \infty$ будет $p^* = p$.

В формулы (9.20) входит значение истинной вероятности p, которое, очевидно, заранее неизвестно. Поэтому ее заменяют приближеным значением, которое можно оценить предварительным расчетом, например по формуле (9.10). Если ситуация более сложная и расчет затруднителен, то можно начать машинный эксперимент с некоторого небольшого объема выборки ($n = 50 \ldots 100$) и затем постепенно наращивать объем, пока значение p^* станет устойчивым и в формулах (9.20) можно будет заменить p на p^*.

В рассматриваемом случае событием A является факт ошибочного распознавания символа и p — вероятность ошибки при приеме символа. Тогда под объемом выборки n следует понимать число независимых символов, которое должна выдать подпрограмма SP0I(MX, MY, MZ) для получения одного значения p^*.

Если в исследуемой радиолинии ошибки символов определяются только действием шума (т. е. только подпрограммой NP01(N)), то все выданные символы можно считать независимыми, поскольку собственный шум приемника имеет время корреляции существенно меньшее, чем длительность символа. Для того чтобы хорошо оценить вероятность ошибки, которая согласно заданию должна быть около 10^{-3}, потребуется выборка не менее $n = 10^4$ символов, что обеспечит СКО $(p^*)/p = 0{,}316$.

Однако, если в приемном тракте действуют еще и медленноменяющиеся модулирующие помехи, соседние символы уже не будут независимыми. При этом интервал времени, где случайно создались неблагоприятные условия, охватит сразу большое число символов, а следовательно, оценка вероятности в этом интервале будет сильно отличаться от оценки за длительное время.

Допустим, что следует выявить, как влияют на ошибку символа флуктуации в системе синхронизации. В разд. 9.4 была определена длительность символа $T_{\text{пс}} = 5{,}4$ мс, а в разд. 9.5 выбрана постоянная времени системы синхронизации $\tau_э = 300$ мс. Следовательно, флуктуации из-за шума в системе синхронизации будут медленными с временем корреляции также порядка $\tau_k = 300$ мс. Тогда в выборке из 10^4 символов только около 180 символов можно считать независимыми, что явно недостаточно для оценки вероятности порядка 10^{-3}, поэтому объем выборки придется увеличить по крайней мере в 56 раз.

Еще большее увеличение выборки потребуется, если окажется, что замирания амплитуды, определяемые подпрограммой MP01(A), являются более медленным процессом, чем флуктуации в системе синхронизации.

Определив необходимый объем выборки и зная быстродействие используемой ЦВМ, можно оценить время, потребное для моделирования. Так, если обработка одного символа занимает 1 мс, то выявление того, что вероятность ошибки символа соответствует техническому заданию, с учетом действия шумов в основном канале и в системе синхронизации, потребуется не менее 10 мин машинного времени.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Определите содержание этапа системного проектирования.
2. Перечислите последовательность действий при синтезе оптимального алгоритма для оценки параметров сигнала.
3. Определите пути преодоления априорной неопределенности при синтезе оптимального алгоритма.
4. Укажите назначение и принцип действия проектируемой радиолинии.

5. Опишите структуру сигнала с модуляцией КИМ—ФМ—ФМ.
6. Как формируются, передаются и принимаются информационные символы?
7. Как формируется и передается сигнал синхронизации?
8. Постройте схему и опишите принцип действия системы слежения за задержкой.
9. Опишите принцип измерения дальности в рассматриваемой радиолинии.
10. Перечислите параметры радиолинии, выбираемые на этапе системного проектирования.
11. Как определяется спектр радиосигнала КИМ—ФМ—ФМ?
12. Как определяется корреляционная функция синхросигнала?
13. Укажите параметры, определяющие часть энергии радиосигнала, отводимую для передачи информации и для синхронизации.
14. Как выбираются параметры системы фазовой синхронизации несущей?
15. Перечислите параметры, определяющие достижимую точность измерения дальности.
16. Как обеспечивается требуемая достоверность передачи информационных символов?
17. Оцените ошибку системы слежения за задержкой сигнала.
18. Как можно уменьшить шумовую ошибку системы слежения за задержкой сигнала?
19. Как выбирается тактовая частота задающего генератора?
20. Как выбираются параметры генератора ПСС и фазового модулятора?
21. Какие задачи решают имитационным моделированием радиоканала?
22. Как имитационная модель учитывает влияние ошибок системы синхронизации, замирания амплитуды сигнала и действие аддитивных помех на достоверность передачи информации?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Березин Л. В., Вейцель В. А.* Теория и проектирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1977.

2. *Гуткин Л. С.* Проектирование радиосистем и радиоустройств. — М.: Радио и связь, 1986.

3. Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. *О. А. Зеньковича*. — М.: Сов. радио, 1972.

4. *Жодзишский М. И.* и др. Цифровые системы фазовой синхронизации. — М.: Сов. радио, 1980.

5. *Тепляков И. М., Рощин Б. В., Фомин А. И., Вейцель В. А.* Радиосистемы передачи информации. — М.: Радио и связь, 1982.

6. *Быков В. В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971.

7. *Абезгауз Г. Г., Тронь А. П., Копенкин Ю. Н., Коровина И. А.* Справочник по вероятностным расчетам. — М.: Воениздат МО СССР, 1970.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

А — автопилот
АД — амплитудный детектор
АКА — активный космический аппарат
АМ — амплитудная модуляция
АР — автономное радиоуправление
АРС — автономная радиосистема
АРУ — автоматическое регулирование усиления
АФУ — антенно-фидерное устройство
АЦП — аналого-цифровой преобразователь
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
БА — бортовая аппаратура
БИК — бортовой измерительный комплекс
БКУ — бортовой комплекс управления
БР — баллистическая ракета
БЧ — боевая часть
ВШВ — бортовая шкала времени
БЭВМ — бортовая электронная вычислительная машина
ВИМ — временно-импульсная модуляция
ВУ — вычислительвое устройство
ВЧПИ — высокая частота повторевия импульсов
ГИ — генератор импульсов
ГОС — гибкая обратная связь
ГПСП — генератор ПСП
ГСН — головка самонаведения
ГСС — геостационарный спутник
ДИС — доплеровский измеритель скорости
ДЛУ — датчик линейных ускорений
ДНА — диаграмма направленности антенны
ДО — датчики ориентации
ДОР — диаграмма обратного рассеяния
ДПС — дифференциальная подсистема
ДР — дифференциальный режим
ДУ — датчик ускорений
ДУС — датчик угловой скорости
ДУШ — датчик углового шума

ДФО — детектор и фильтр ошибки
ЖОС — жесткая обратная связь
ЗУ — запоминающее устройство
ИВК — импульсно-временной код
ИВС — импульсно-временной сигнал
ИСЗ — искусственный спутник Земли
ИТНП — измерение текущих навигационных параметров
КА — космический аппарат
КЗ — кинематическое звено
КИК — командно-измерительный комплекс
КИМ — кодово-импульсная модуляция
КИС — командно-измерительная система
ККС — контрольно-корректирующая станция
КПИ — командно-программная информация
КРЛ — командная радиолиния
КРУ — командное радиоуправление
КЭНС — корреляционно-экстремальная навигационная система
ЛА — летательный аппарат
НАКУ МО — наземный автоматизированный комплекс управления Министерства обороны
НКУ — наземный комплекс управления
НРС — нерадиотехнические системы
НСПД — наземная станция передачи данных
НЧПИ — низкая частота повторения импульсов
ОЗУ — оперативное запоминающее устройство
ОС — опорный сигнал
ПАРС — пассивная автономная радиосистема
ПКА — пассивный космический аппарат
ПН — пропорциональное наведение
ППРЧ — псевдослучайная перестройка рабочей частоты
ПРД — передатчик
ПРМ — приемник
ПСП — псевдослучайная последовательность
ПСС — псевдослучайный сигнал
ПУ — пункт управления
ПШС — псевдошумовой сигнал
ПЭ — поражающие элементы
Р — ракета
РВ — радиовысотомер
РВТ — радиовертикант
РВЦ — радиовизир цели
РД — радиодальномер
РК — разовая команда
РЛС — радиолокационная станция
РСН — равносигнальное направление
РСПИ — радиосистема передачи информации
РТН — радиотеленаведение
СВС — система вхождения в связь

СНЧ — синтезатор несущей частоты
СО — сигнал ошибки
СП — силовой привод
СР — спутник-ретранслятор
ССЗ — система слежения за задержкой
ССН — система слежения за несущей
СТЧ — синтезатор тактовой частоты
СФК — сверка, фазирование, коррекция
СФС — система фазовой синхронизации
ТАР — теория автоматического регулирования
ТМИ — телеметрическая информация
ТПР — точка прицеливания
УВС — устройство вхождения в связь
УО — управляемый объект
УОС — устройство обработки сигналов
УПН — упрощенное пропорциональное наведение
УПЧ — усилитель промежуточной частоты
УФК — устройство формирования команд
УФЛ — устройство формирования луча
ФАП — фазовая автоподстройка
ФАР — фазированная антенная решетка
ФД — фазовый детектор
ФК — формирователь команд
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФУ — формирующее устройство
Ц — цель
ЦУП — центр управления полетом
ЧАП — частотная автоподстройка
ШИМ — широтно-импульсная модуляция
ЭВМ — электронно-вычислительная машина
ЭД — электродвигатель